GLEICHSPANNUNGSWANDLER FÜR THERMIONISCHE GENERATOREN

DISSERTATION

zur Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs
der Abteilung für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von

Emanuel Uhing

Waldenburg

Bochum 1975

GLEICHSPANNUNGSWANDLER FÜR THERMIONISCHE GENERATOREN

DISSERTATION

zur Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieur
der Abteilung für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von

Emanuel Uhing

Waldenburg

Bochum 1975

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

Dissertation eingereicht am: 29. April 1975
Tag der mündlichen Prüfung: 18. Juni 1975
Referent: Prof. Dr.-Ing. M. Depenbrock
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. J. W. Klein

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Erzeugung und Anwendung elektrischer Energie der Ruhr-Universität Bochum.

Herrn Prof. Dr.-Ing. M. Depenbrock gilt mein besonderer Dank. Er hat diese Arbeit durch sein lebhaftes Interesse und viele wertvolle Anregungen großzügig gefördert.

Herrn Prof. Dr.-Ing. J. W. Klein danke ich herzlich für die Übernahme des Korreferates.

Inhaltsverzeichnis

1. Überblick 9

2. Problemstellung 10

2.1 Der thermionische Generator 10
2.2 Anforderungen an den Gleichspannungswandler 11

3. Schaltungsauswahl 14

3.1 Schaltungsmöglichkeiten 14
3.2 Der Gleichspannungswandler mit Bypass 15

3.2.1 Beschreibung der Schaltung 15
3.2.2 Wirkungsweise des Gleichspannungswandlers 16
3.2.3 Betriebsgrößen des idealen Wandlers 19

3.3 Der Gleichspannungswandler ohne Bypass 25

3.3.1 Wirkungsweise des Gleichspannungswandlers 25
3.3.2 Betriebsgrößen des idealen Wandlers 28

4. Schaltungsanalyse unter Berücksichtigung von Verlusten mit Einfluß auf die Wirkungsweise der Wandlerschaltungen 31

4.1 Wandler mit Bypass im Primärkreis 32

4.1.1 Der Bypasswiderstand 34
4.1.2 Die Steuerparameter 35
4.1.3 Die maximale Ausgangsleistung 37
4.1.4 Der Generatorstrom 37
4.1.5 Die Klemmenspannung $\bar{u}_{12}$ 39
4.1.6 Bauleistungen der Wandlerkomponenten 40

4.1.6.1 Transformator 40
4.1.6.2 Eingangsdrossel 49
4.1.6.3 Glättungskondensator 54
4.1.6.4 Schalttransistoren 59

4.2 Varianten der Betriebsweise des Primärbypasswandlers 61
4.3 Wandler mit Bypass im Sekundärkreis 63

4.3.1 Der Bypasswiderstand 64
4.3.2 Die Steuerparameter 64
4.3.3 Der Generatorstrom 66
4.3.4 Die Klemmenspannung $\bar{u}_{12}$ 67
4.3.5 Bauleistungen der Wandlerkomponenten 68

4.3.5.1 Transformator 68
4.3.5.2 Eingangsdrossel 71
4.3.5.3 Glättungskondensator 75
4.3.5.4 Schalttransistoren und -thyristoren 77

4.4 Wandler ohne Bypass 80

4.4.1 Die Ausgangsspannung 81
4.4.2 Die maximale Ausgangsleistung 84
4.4.3 Der Steuerparameter 85
4.4.4 Der Generatorstrom 86
4.4.5 Die Klemmenspannung $\bar{u}_{12}$ 87
4.4.6 Bauleistungen der Wandlerkomponenten 89

4.4.6.1 Transformator 89
4.4.6.2 Eingangsdrossel 94
4.4.6.3 Glättungskondensator 97
4.4.6.4 Schalttransistoren 100

4.5 Vergleich der untersuchten Schaltungen 102

5. Betriebsgrößen der Wandler unter Berücksichtigung weiterer Verluste 107

5.1 Wandler mit Bypass im Sekundärkreis 108

5.1.1 Die Ausgangsspannung 109
5.1.2 Der Bypasswiderstand 110
5.1.3 Die Steuerparameter 111
5.1.4 Der Generatorstrom 115
5.1.5 Die Klemmenspannung $\bar{u}_{12}$ 117

5.2 Wandler ohne Bypass 118

5.2.1 Die Ausgangsspannung 119
5.2.2 Der Steuerparameter 121
5.2.3 Der Generatorstrom 122
5.2.4 Die Klemmenspannung $\bar{u}_{12}$' 123

6. Schaltungssynthese und experimentelle Untersuchungen 124

6.1 Schaltung ohne Bypass 125

6.1.1 Dimensionierung der Bauelemente 125
6.1.2 Aufbau der Steuerschaltung 126
6.1.3 Beschreibung des Versuchsaufbaus 127
6.1.4 Einstellen des Betriebsbereiches des Wandlers 130
6.1.5 Auswertung und Diskussion der Meßergebnisse 131

6.2 Schaltung mit Sekundärbypass 139

6.2.1 Dimensionierung der Bauelemente 139
6.2.2 Aufbau der Steuerschaltung 140
6.2.3 Einstellen des Betriebsbereiches des Wandlers 142
6.2.4 Auswertung und Diskussion der Meßergebnisse 142

7. Zusammenfassung 151

8. Anhang 153

8.1 Wandler ohne Bypass 153

8.1.1 Dimensionierung der Bauelemente 153

8.1.1.1 Die Wandlertransistoren 153
8.1.1.2 Der Transformator 155
8.1.1.3 Die Eingangsdrossel 156
8.1.1.4 Der Glättungskondensator 157
8.1.1.5 Der Gleichrichter 158

8.1.2 Aufbau und Abgleich der Steuerschaltung 158
8.1.3 Bestimmung der Wandlerparameter 161

8.2 Wandler mit Bypass im Sekundärkreis 163

8.2.1 Dimensionierung der Bauelemente 163
8.2.2 Aufbau und Abgleich der Steuerschaltung 164
8.2.3 Bestimmung der Wandlerparameter 165

8.3 Meßprotokoll 167

8.3.1 Verwendete Meßgeräte 167
8.3.2 Allgemeine Betriebsdaten 167
8.3.3 Wandler ohne Bypass 168
8.3.4 Wandler mit Bypass im Sekundärkreis 175

9. Zusammenstellung der verwendeten Formelzeichen 182

10. Literaturverzeichnis 185

1. Überblick

Der ständig steigende Bedarf an elektrischer Energie treibt auch die Entwicklung der Direktumformer aus Wärmeenergie voran. Da diese Generatoren ohne bewegliche Teile auskommen und damit nur einen geringen Verschleiß aufweisen, werden sie trotz ihres verhältnismäßig schlechten Wirkungsgrades vor allem auf Sondergebieten eingesetzt, wo ein wartungsfreier Betrieb über einen längeren Zeitraum gefordert wird. Liegen die geforderten Leistungen oberhalb einer Grenze von einigen Kilowatt, bietet die thermionische Energieumformung besondere Vorteile. Energiewandler dieser Art benötigen zur Aufbereitung ihrer abgegebenen elektrischen Energie Gleichspannungswandler, die der besonderen Energiequelle angepaßt werden müssen. Über den möglichen Einsatz derartiger Generatoren, die bei größeren Leistungen die Wärme von Kernreaktoren nutzen, zur Versorgung großer Satelliten sind bereits Untersuchungen angestellt worden [12]. Die hierin vorgeschlagenen Wandlungs- und Regelungskonzepte stellen zusätzliche Forderungen, welche die Voraussetzungen für die Entwicklung geeigneter Wandler sind.

In der vorliegenden Arbeit werden zwei prinzipielle Schaltungsmöglichkeiten für derartige Wandler vorgestellt. Einem ersten Überblick über Funktion und Betriebsverhalten der Wandlerschaltungen schließt sich eine ausführliche Schaltungsanalyse an, die es ermöglicht, Vor- und Nachteile der Schaltungen abzuwägen und Varianten zur Verbesserung der Schaltungen anzugeben. Im Hinblick auf eine Realisierung der Schaltungen werden auch Wandlerverluste in die theoretischen Betrachtungen einbezogen und allgemeine Bemessungsregeln abgeleitet. Zwei der beschriebenen Wandlerschaltungen sind einschließlich der erforderlichen Steuerungselektronik praktisch aufgebaut worden. Die Ergebnisse der experimentellen Untersuchungen werden schließlich mit den theoretisch ermittelten verglichen.

2. Problemstellung

Ein Gleichspannungswandler muß den Eigenschaften des Generators, der ihn speist, angepaßt sein. Von der Art der Spannungsquelle und von seinen Einsatzgebieten wird es abhängen, welche Forderungen an einen Spannungswandler gestellt werden. Es soll daher zunächst kurz das Prinzip des thermionischen Generators erläutert werden.

2.1 Der thermionische Generator

Der thermionische Generator dient der direkten Umwandlung von Wärme in elektrische Energie. Das Prinzip ist von der Glühkathodendiode her bekannt. In einem evakuierten Gefäß befinden sich dicht beieinander zwei Elektroden, von denen die eine, der Emitter, geheizt, die andere, der Kollektor, gekühlt wird. Durch Emission von Elektronen aus dem Emitter kommt ein Elektronenfluß zum Kollektor zustande. Raumladungseffekte können durch den Zusatz von ionisierten Metalldämpfen wie zum Beispiel Caesium zwischen den Elektroden kompensiert werden. Ausführliche Beschreibungen dieses Prinzips liegen zahlreich vor [1 - 4].

Die Anwendungsmöglichkeiten von thermionischen Generatoren sind wegen ihres geringen Wirkungsgrades und der verhältnismäßig hohen Anlagekosten auf spezielle Gebiete beschränkt. Sie bieten sich an als Langzeitenergiequellen für Missionen im Weltraum und in der Ozeanographie [5 - 10]. Den hier durchgeführten Untersuchungen liegen die Betriebsdaten eines mit angereichertem Uran in einem mobilen Reaktor betriebenen Generators mit ca. 20 kW elektrischer Ausgangsleistung zugrunde, der zur Energieversorgung eines Fernsehsatelliten dienen soll.

Die typischen Belastungskennlinien einer thermionischen Caesiumdiode zeigt Bild 2.1/1 . Sie sind aufgenommen bei einer den Caesiumdampfdruck bestimmenden Caesiumreservoirtemperatur von T_{Cs}= 350°C und bei Kollektortemperaturen T_K, die sich je nach Größe von Emittertemperatur und Diodenstrom zwischen 535°C und 650°C einstellen. Die Kennlinien konstanter Emittertempera-

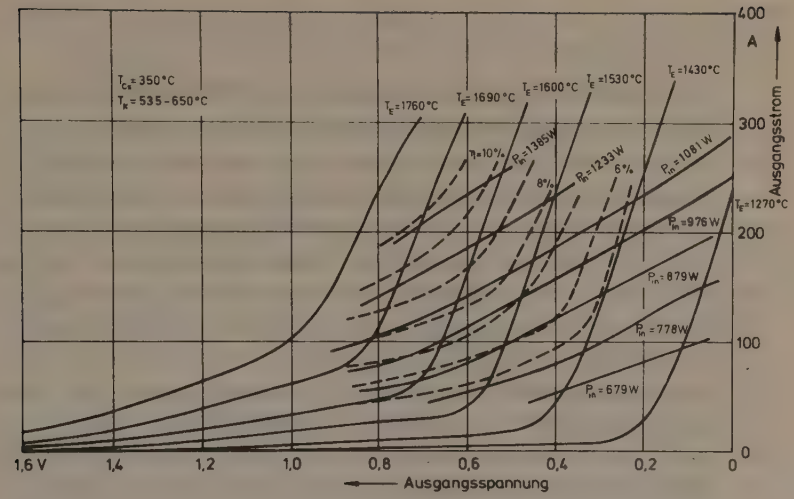


Bild 2.1/1 Belastungskennlinien einer thermionischen Caesiumdiode
(Quelle: Zentrales Forschungslabor der Firma BBC, Heidelberg)

tur T_E zeigen einen charakteristischen Knick an der Stelle, wo die Entladungsform zwischen den Elektroden von Glimmentladung auf Lichtbogenentladung übergeht. Eine zweite Kennlinienschar ergibt sich bei konstanter zugeführter Leistung P_{in}. Diese für die nachfolgenden Untersuchungen wichtigen Kennlinien verlaufen praktisch linear.

2.2 Anforderungen an den Gleichspannungswandler

Eine Energieaufbereitung wird notwendig, da die vom thermionischen Generator gelieferte elektrische Energie bei verhältnismäßig hohem Strom und geringer Spannung anfällt, die Verbraucher jedoch in der Regel höhere Spannungen verschiedener Größe fordern. Hinzu kommen Anforderungen der Verbraucher an die Konstanz der Ausgangsspannung, die sowohl bei schwankender Last als auch bei sich ändernder Generatorspannung erfüllt

werden müssen. Es werden also an einen geeigneten Spannungswandler eine Anzahl von Forderungen gestellt, die im folgenden einmal zusammengestellt sind:

1. Der Spannungswandler muß einen verhältnismäßig hohen Strom bei niedriger Spannung verarbeiten können.

   Dies ist ein bereits erwähntes typisches Charakteristikum des thermionischen Generators. Der dieser Arbeit zugrunde liegende Typ hat eine Nennausgangsspannung von 0,6 V pro Diodenelement bei einem Nennstrom von 270 A. Dies ist der Betriebspunkt maximaler Ausgangsleistung, der beim thermionischen Generator etwa mit dem Punkt maximalen Wirkungsgrades zusammenfällt. Man kann zwar durch Reihenschaltung mehrerer Diodenelemente die Ausgangsspannung des Generators erhöhen, doch ist die Anzahl der in Reihe schaltbaren Elemente aus konstruktiven Gründen und aus Gründen der Redundanz begrenzt. Der bereits erwähnte Prototyp hat insgesamt 126 Elemente, von denen je 14 in Reihe geschaltet sind. Den so entstehenden 9 Gruppen, die dann eine Ausgangsspannung von 8,4 V bei einem Nennstrom von 270 A haben, wird je ein Spannungswandler zugeordnet, über die die Gruppen dann parallel geschaltet werden.

2. Der dem thermionischen Generator entzogene Strom soll den Nennstrom nie unterschreiten.

   Der Emitter des thermionschen Generators wird, um einen guten Wirkungsgrad zu erreichen, bei einer möglichst hohen Temperatur betrieben. Sie ist nach oben begrenzt durch das Emittermaterial. Durch die Austrittsarbeit der vom Emitter zum Kollektor fließenden Elektronen erfährt der Emitter einen Wärmeentzug. Diese Wärmeenergie wird zum Teil in elektrische Energie umgewandelt, zum Teil dem Kollektor zugeführt. Verringert sich diese Elektronenkühlung infolge Verkleinerung der elektrischen Last, so erhöht sich infolgedessen bei konstanter Wärmezufuhr die Emittertemperatur, was unerwünscht ist. Ein Kurzschluß des Generators hat den gegenteiligen Effekt und ist daher unkritisch.

3. Die Spannung am Ausgang des Spannungswandlers soll unabhängig von der Größe des Verbraucherstromes und der Generatorspannung konstant gehalten werden.

   Der Spannungswandler muß eine Regelungsmöglichkeit zur Konstanthaltung der Ausgangsspannung auch bei Teillast und Leerlauf am Ausgang des Wandlers besitzen. Außerdem müssen Spannungsänderungen des thermionischen Generators ausgeglichen werden können. Diese können zustande kommen durch Alterung und durch Ausfall einzelner Diodenelemente. Während man die langsam fortschreitende Alterung durch Nachstellen der Wärmezufuhr innerhalb gewisser Grenzen ausgleichen kann, müssen Spannungsänderungen infolge von Ausfällen einzelner Diodenelemente mit Hilfe des Wandlers kompensiert werden. Nach Abschätzungen des Zentralen Forschungslabors der Firma BBC [13], die sich auf amerikanische und französische Ergebnisse stützen, dürften bei 70 - 80 % von im Reaktor betriebenen thermionischen Elementen auftretende Fehler durch Kurzschluß des betroffenen Elementes verursacht werden. Bei in Reihe geschalteten Elementen bedeutet dies: Absenkung der Gesamtspannung um den Betrag der Spannung des ausgefallenen Elementes bei gleichzeitiger Verringerung des Gesamtinnenwiderstandes. Tritt ein Ausfall eines Elementes durch Unterbrechung des inneren Stromweges auf, fällt die betroffene Gruppe für die Stromversorgung ganz aus

4. Bei Ausfall einzelner Spannungswandler soll der Betrieb aufrechterhalten werden können.

   Die Verwendung eines einzigen Spannungswandlers schließt die Gefahr eines völligen Ausfalles der Stromversorgung bei einem Defekt nur einer Komponente dieses Wandlers ein. Daher sollten mehrere Wandler parallel arbeiten, was allerdings wegen des hohen Generatorstromes ohnehin notwendig ist.

5. Im Zwischenkreis des Gleichspannungswandlers soll eine reine Wechselspannung abgenommen werden können. Positive und negative Halbschwingung sollen gleichen Zeitver-

lauf haben.

Damit ergibt sich die Möglichkeit, mit einem Wandler transformatorisch Ausgangsspannungen verschiedener Größe zu gewinnen. Hierbei ist die Ausnutzung der Transformatoren am günstigsten und der Aufwand an Siebmitteln am geringsten, wenn positive und negative Halbschwingung der Wechselspannung gleichen Zeitverlauf haben. Die Verwendung von Transformatoren im Zwischenkreis schafft außerdem eine wünschenswerte Potentialtrennung von Primär- und Sekundärseite des Wandlers.

6. Die Zahl der Komponenten des Gleichspannungswandlers soll möglichst klein sein.

   Eine geringe Zahl von Komponenten erhöht die Betriebssicherheit des Wandlers, was besonders bei langen Missionen im Weltraum von Bedeutung ist.

7. Die Bauleistung aller Komponenten soll möglichst klein sein.

   Durch die Bauleistung der Komponenten ist ihr Gewicht und Volumen bestimmt. Vor allem bei Einsätzen im Weltraum muß daher die Bauleistung möglichst klein gehalten werden.

3. Schaltungsauswahl

3.1 Schaltungsmöglichkeiten

Die in der Literatur beschriebenen Schaltungen von Wandlern, die die Forderung nach einem Wechselspannungszwischenkreis mit Transformator erfüllen, lassen sich auf drei Grundtypen zurückführen, den Eintaktsperrwandler, den Gegentaktwandler und den Schwingkreiswandler [14]. Der Eintaktsperrwandler, der wegen seiner Einfachheit gern benutzt wird[15], eignet sich nur für kleinere Leistungen. Er erfüllt nur bedingt die hier gestellten Forderungen an die Regelbarkeit[16], hat eine unsymmetrische Wechselspannung im Zwischenkreis, und die Bauleistung seines Transformators ist infolge schlechter Ausnutzung ver-

hältnismäßig hoch. Das Prinzip des Schwingkreiswechselrichters [17], das mit nachgeschalteter Gleichrichtung bislang nur selten ausgeführt worden ist, hat bei vergleichbarer Betriebsfrequenz gegenüber anderen Schaltungen systembedingt höheres Leistungsgewicht, da es im Schwingkreis Energiespeicher benötigt. Außerdem eignet es sich nicht besonders gut für kleine Eingangsspannungen, da die in dieser Schaltung vorteilhaft verwendbaren Thyristoren als Schaltelemente zu hohe Durchlaßspannungen haben. Es bleibt daher als günstigstes Schaltungsprinzip das des Gegentaktwandlers, das sich mit Transistoren als Schaltelementen auch für kleine Eingangsspannungen eignet [18, 19].

3.2 Der Gleichspannungswandler mit Bypass

3.2.1 Beschreibung der Schaltung

Die in Bild 3.2.1/1 dargestellte Schaltung ist eine Kombination eines Gegentakt-Gleichspannungswandlers mit einem vorgeschalteten Gleichstromsteller, wobei, wie später näher erläu-

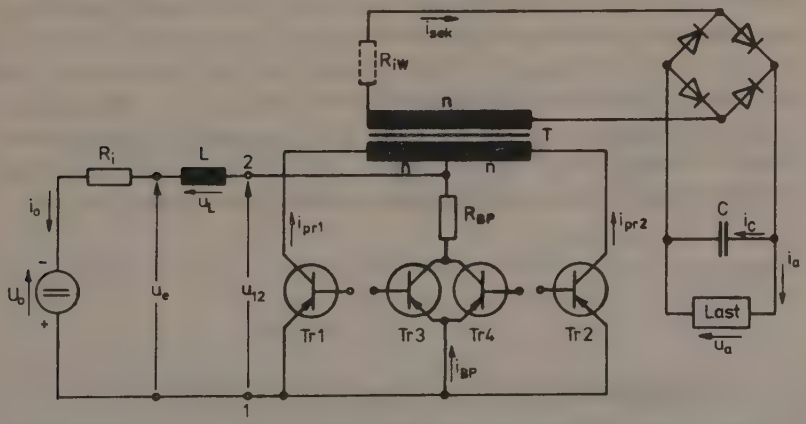


Bild 3.2.1/1 Schaltbild eines Gegentakt-Gleichspannungswandlers mit Bypass im Primärkreis

tert wird, für beide Funktionsgruppen die Transistoren Tr1 und Tr2 benutzt werden. Die Betrachtungen sollen zunächst auf

den Leistungsteil beschränkt bleiben. Der thermionische Generator ist idealisiert dargestellt als Spannungsquelle U_o mit Innenwiderstand R_i. Diese Idaelisierung ist zulässig, da dem Generator in der Regel eine konstante Wärmeenergie zugeführt wird und die Belastungskennlinien für diesen Fall nach Bild 2.1/1 praktisch linear sind. Die am Eingang der Schaltung liegende Drossel L ist ein Element des Gleichstromstellers. Ihre Induktivität ergibt sich je nach der geforderten Restwelligkeit des Generatorstromes. Sie soll zur einfacheren Behandlung der Schaltung zunächst als unendlich groß angenommen werden, so daß ein glatter Generatorstrom fließt. Dieser Gleichstrom wird durch im Gegentakt arbeitende Transistoren in einen Wechselstrom umgeformt, der einem Transformator T zugeführt wird. Das Übersetzungsverhältnis des Transformators kann je nach gewünschter Ausgangsspannung frei gewählt werden. Es wird hier willkürlich ü = 1 gesetzt. Der gestrichelt eingetragene Verlustwiderstand R_{iW} bleibt zunächst unberücksichtigt. Der vom Transformator gelieferte Wechselstrom wird durch einen Brückengleichrichter gleichgerichtet, der die beste Ausnutzung des Transformators gewährleistet. Die Ausgangsspannung u_a des Wandlers wird durch einen Kondensator C geglättet, dessen Kapazität ebenfalls zunächst als unendlich groß angenommen wird. Zur Aufnahme der überschüssigen Energie bei Teillast am Ausgang des Wandlers ist ein Bypasswiderstand R_{BP} vorgesehen, der durch die Transistoren Tr3 und Tr4 periodisch zu- und abgeschaltet werden kann. Hierzu sind zwei abwechselnd schaltende Transistoren gewählt worden, damit sie mit der gleichen Schalthäufigkeit arbeiten wie die Wandlertransistoren Tr1 und Tr2.

3.2.2 Wirkungsweise des Gleichspannungswandlers

Die Betriebsweise dieses Wandlers wird aus Bild 3.2.2/1 deutlich. Hier sind die Schaltzustände der Transistoren sowie die zeitlichen Verläufe der Primärströme i_{pr1} und i_{pr2} des Transformators, des Bypassstromes i_{BP}, des Sekundärstromes i_{sek}

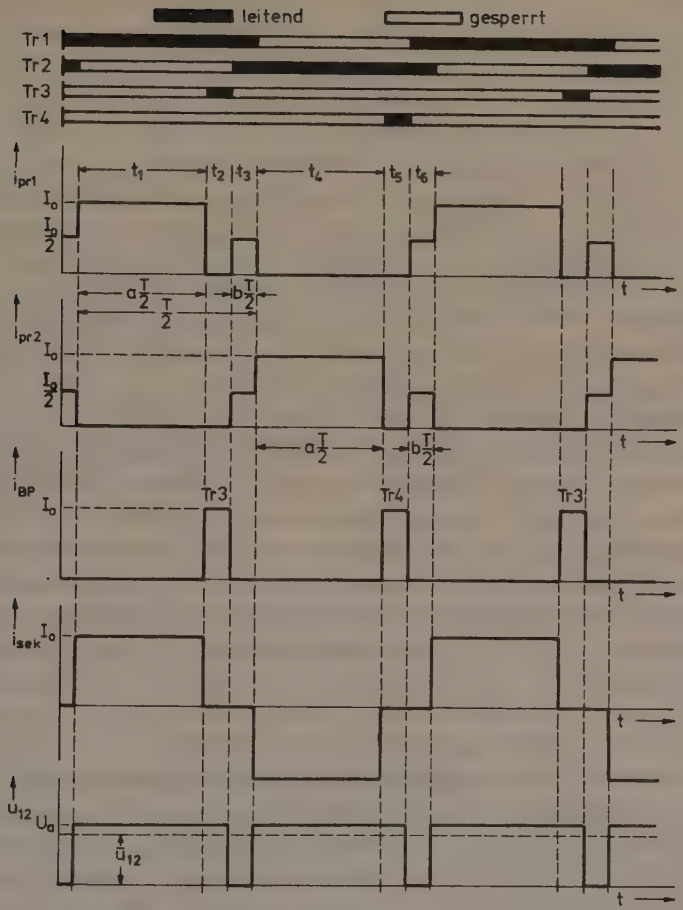


Bild 3.2.2/1 Zeitliche Verläufe von Strömen und Spannungen des Gleichspannungswandlers mit Bypass (R_{iW}= 0)

und der Klemmenspannung u_{12} für einen Betriebszustand bei Teillast und verringerter Generatorspannung U_o dargestellt. Es werden zunächst verlustlose Bauelemente vorausgesetzt (R_{iW}= 0).

Während der Zeit t_1 ist Transistor Tr1 leitend und Transistor Tr2 gesperrt, ebenso die beiden Bypasstransistoren Tr3 und Tr4. Der konstante Generatorstrom I_o fließt über Tr1 und eine Wick-

lungshälfte der Primärwicklung des Transformators und unter der Voraussetzung ü = 1 auch als Sekundärstrom $i_{sek} = I_o$. Dieser Strom fließt über die sekundärseitige Gleichrichterbrücke in die Last und den Kondensator C, an dem die konstante Spannung U_a liegt. Die Klemmenspannung u_{12} ist bei ü = 1 während der Flußphase t_1 $u_{12} = U_a$. Die Eingangsspannung U_e ist ein zeitlich konstanter Wert und stets gleich dem Mittelwert der Klemmenspannung u_{12}. Nach Ablauf der Zeit t_1 wird der Bypasswiderstand durch Transistor Tr3 zugeschaltet, während Tr1 noch leitend ist. Die Größe des Bypasswiderstandes ist mit $R_{BP} = U_a/I_o$ so gewählt, daß bei Nenngeneratorspannung U_{oN} entsprechend einer Nenneingangsspannung von $U_{eN} = U_a$ und Leerlauf am Ausgang des Wandlers die volle Generatorleistung $P_{amaxN} = U_{eN}I_o$ im Bypasswiderstand umgesetzt wird. Durch die Parallelschaltung von Bypasswiderstand und Last bei konstantem I_o müßte die Klemmenspannung u_{12} zusammenbrechen. In dem Augenblick aber, in dem sie unter den Wert der Ausgangsspannung U_a sinkt, sperrt der Gleichrichter und der Sekundärteil des Wandlers ist abgetrennt. Über den Bypass fließt nun der volle Strom I_o, und die am Bypasswiderstand abfallende Spannung, die ja gleich der Klemmenspannung u_{12} ist, bleibt praktisch gleich U_a. Für die Zeit t_2 ergibt sich also: $i_{pr1} = i_{pr2} = i_{sek} = 0$; $i_{BP} = I_o$. Mit Beginn der Phase t_3 wird Transistor Tr2 leitend, während Tr1 weiterhin leitend ist. Damit beginnt eine Kurzschlußphase. Die Endpunkte der primären Transformatorwicklung liegen beide auf dem Potential des Punktes 1, das bedeutet, über allen Wicklungen des Transformators sind die Spannungen null. Damit stimmt das Potential des Punktes 2 mit dem des Punktes 1 überein, die Klemmenspannung u_{12} ist also ebenfalls null. Der Generatorstrom I_o teilt sich gleichmäßig auf beide Primärwicklungshälften auf, denn nur so ergänzen sich die magnetischen Wirkungen der beiden Teilströme zu null. Mit Beginn der Phase t_4 wird der Transistor Tr1 gesperrt und Transistor Tr2 bleibt weiter leitend. Spätestens bis zu diesem Zeitpunkt muß auch Transistor Tr3 gesperrt sein. Der Strom I_o fließt nun über die zweite Wicklungshälfte der Primärwicklung des Transformators. Er hat wieder einen gleichgroßen Sekundärstrom zur Folge, aber nun in umgekehrter Richtung. Die Klemmenspannung beträgt wie-

der $u_{12} = U_a$. In der Phase t_5 wird erneut der Bypass zugeschaltet, diesmal durch den Transistor Tr4. Der Strom I_o kommutiert wie zu Beginn der Phase t_2 von der Primärwicklung des Transformators auf den Bypasswiderstand, und der Sekundärstrom wird null. Zu Beginn der Phase t_6 schließlich wird der Transistor Tr1 wieder leitend, wobei Transistor Tr2 noch weiter leitend ist. Es beginnt eine neue Kurzschlußphase, in der sich die bereits geschilderten Vorgänge wiederholen.

Da die Eingangsspannung U_e immer gleich dem Mittelwert der Klemmenspannung u_{12} ist, kann man also bei kleiner werdender Eingangsspannung U_e durch Vergrößern der Kurzschlußphase erreichen, daß während der Flußphasen t_1 und t_4 $u_{12} = U_a$ seinen ursprünglichen Wert behält, während der Mittelwert von u_{12} weiterhin mit U_e übereinstimmt. So ist es möglich, die Ausgangsspannung U_a auch bei sich ändernder Eingangsspannung U_e konstant zu halten.

Um einen Überblick über das Betriebsverhalten und die Steuermöglichkeiten des Wandlers zu bekommen, werden nun die wichtigsten elektrischen Betriebsgrößen in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung des Wandlers bestimmt.

3.2.3 Betriebsgrößen des idealen Wandlers

Für die Beschreibung des Betriebszustandes des Wandlers werden zwei Steuerparameter eingeführt, die bereits in Bild 3.2.2/1 eingetragen und so gewählt sind, daß sich möglichst einfache mathematische Beziehungen ergeben. Der Steuerparameter a beschreibt die Dauer der Flußphasen t_1 und t_4, es ist

$$t_1 = t_4 = a \frac{T}{2}$$

wobei T die Periodendauer ist. Der Steuerparameter b gibt die Länge der Kurzschlußphase an, und es ist

$$t_3 = t_6 = b \frac{T}{2}$$

Die Zeit, während der der Bypass zugeschaltet ist, ergibt sich so zu

$$t_2 = t_5 = (1 - a - b)\frac{T}{2}$$

Für die beiden Steuerparameter gelten die Ungleichungen

$$0 \leq a \leq 1 \qquad (3.2.3/1)$$

und

$$0 \leq b \leq 1 \,, \qquad (3.2.3/2)$$

wobei die beiden Parameter jedoch nicht im gesamten Bereich voneinander unabhängig gewählt werden können. Bei einem vorgegebenen Wert des Parameters b kann a maximal gleich (1 - b) werden, so daß schließlich gilt:

$$0 \leq a \leq (1 - b) \qquad (3.2.3/3)$$

Für die Eingangsspannung U_e ergibt sich bei einem Spannungsumlauf in Bild 3.2.1/1 die Beziehung

$$U_e = U_o - R_i \, I_o = \bar{u}_{12} \qquad (3.2.3/4)$$

Aus Bild 3.2.2/1 erhält man für U_e

$$U_e = (1 - b) \, U_a \qquad (3.2.3/5)$$

Damit wird

$$U_o - R_i \, I_o = (1 - b) \, U_a$$

Normiert man diese Gleichung durch Division durch die Generatorspannung U_{oN} bei Nennbetrieb, ergibt sich die Beziehung

$$\frac{U_o}{U_{oN}} - \frac{1}{2} \frac{R_i}{R_{iN}} \frac{I_o}{I_B} = (1 - b) \frac{U_a}{U_{oN}} \qquad (3.2.3/6)$$

Hierin ist R_{iN} der Generatorinnenwiderstand bei Nennspannung und $I_B = U_{oN}/2 \cdot R_{iN}$ der Bezugsstrom. Der Bezugsstrom I_B entspricht physikalisch dem Generatornennstrom bei angepaßtem Verbraucher ($R_a = R_{iN}$).

Es muß nun eine Annahme getroffen werden, wie sich der Innenwiderstand R_i mit der Generatorspannung U_o ändert, um weitere Aussagen über das Betriebsverhalten machen zu können. Wenn sich U_o infolge Kurzschlusses einzelner thermionischer Elemente verringert, ändert sich R_i proportional zu U_o. Es wird im folgenden daher gesetzt:

$$\frac{R_i}{R_{iN}} = \frac{U_o}{U_{oN}} \qquad (3.2.3/7)$$

Damit ergibt sich aus Gleichung (3.2.3/6) für den Generatorstrom

$$\frac{I_o}{I_B} = 2\left(1 - \frac{U_a}{U_{oN}}\,\frac{U_{oN}}{U_o}\,(1 - b)\right) \qquad (3.2.3/8)$$

Unter der Voraussetzung, daß $(1 - b) \sim U_o/U_{oN}$ gemacht wird, ergibt sich bei konstanter Ausgangsspannung U_a ein Generatorstrom, der ebenfalls in jedem Betriebszustand konstant ist. Seine Größe hängt ab vom jeweiligen Nennbetriebspunkt, der frei wählbar ist. Da für den Parameter b die Ungleichung $0 \leq b \leq 1$ gilt, wird gesetzt:

$$(1 - b) = \frac{U_o}{U_{oN}} \qquad (3.2.3/9)$$

Wählt man den Betriebspunkt so, daß der Wandler bei Nennbetrieb dem Generator angepaßt ist, wird $U_a = U_{oN}/2$, und der bezogene Generatorstrom ist

$$\frac{I_o}{I_B} = 1$$

Für den bezogenen Mittelwert der Klemmenspannung u_{12} erhält man dann aus den Gleichungen (3.2.3/4) und (3.2.3/5)

$$\frac{\bar{u}_{12}}{U_{oN}} = \frac{1}{2}(1 - b) = \frac{1}{2}\,\frac{U_o}{U_{oN}} \qquad (3.2.3/10)$$

Der Steuerparameter a errechnet sich aus einer Beziehung für die Ausgangsleistung des Wandlers, die sich allgemein aus dem Produkt von Ausgangsspannung und Ausgangsstrom ergibt:

$$P_a = U_a\, I_a \qquad (3.2.3/11)$$

Nach Bild 3.2.2/1 ist $I_a = |\overline{i_{sek}}| = a\,\hat{i}_{sek} = a\, I_o$. Damit wird

$$P_a = U_a\, a\, I_o \qquad (3.2.3/12)$$

Bezieht man die Ausgangsleistung auf eine Bezugsleistung

$$P_B = \frac{U_{oN}^2}{4R_{iN}} = \frac{U_{oN}}{2}\, I_B\ ,$$

die physikalisch die maximal abgebbare Ausgangsleistung bei Anpassung darstellt, so erhält man für den Steuerparameter

$$a = \frac{U_{oN}}{2U_a} \frac{I_B}{I_o} \frac{P_a}{P_B} \qquad (3.2.3/13)$$

und bei Anpassung an den Generator

$$a = \frac{P_a}{P_B} \qquad (3.2.3/14)$$

Der Steuerparameter a ist also proportional der Ausgangsleistung. Durch die Nebenbedingung $0 \leq a \leq (1 - b)$ ergibt sich für die maximal mögliche Ausgangsleistung

$$\frac{P_{amax}}{P_B} = \frac{U_o}{U_{oN}} \qquad (3.2.3/15)$$

Der Bypasswiderstand ist mit

$$R_{BP} = \frac{U_a}{I_B} = R_{iN} \qquad (3.2.3/16)$$

gleich dem Nenninnenwiderstand des Generators.

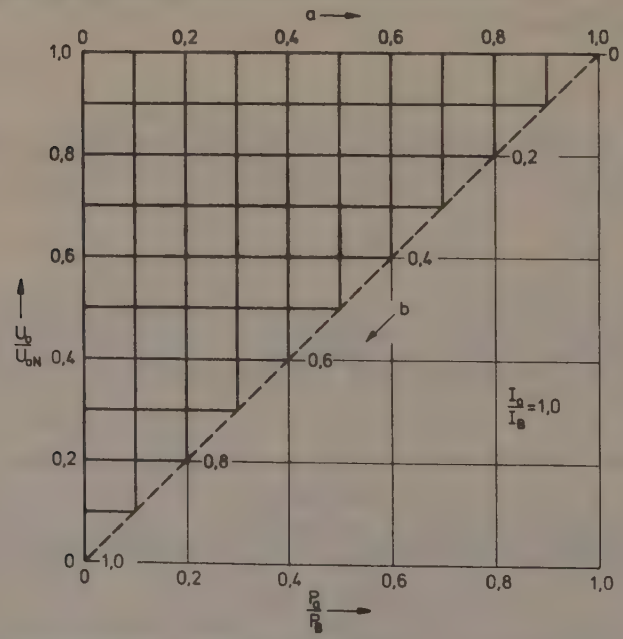


Bild 3.2.3/1 Generatorspannung U_o und Steuerparameter a und b in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a

In Bild 3.2.3/1 ist in Form eines Nomogrammes dargestellt, wie die soeben abgeleiteten Betriebsgrößen voneinander abhängen. Alle möglichen Betriebszustände liegen in einem dreieckförmigen Bereich, in dem sich für alle Werte von Generatorspannung U_o und Ausgangsleistung P_a die jeweiligen Parameterwerte a und b ablesen lassen. Die Linien gleichen Parameters a sind Geraden. Sie decken sich mit den Linien gleicher Ausgangsleistung, denn es gilt $a = P_a/P_B$ unabhängig von der Generatorspannung. Senkrecht hierzu verlaufen die Linien gleichen Parameters b, denn der Parameter b ist nur von der Generatorspannung abhängig. Die gestrichelt eingetragene Grenzkurve ergibt sich aus dem linearen Zusammenhang zwischen maximaler Ausgangsleistung P_{amax} und Generatorspannung U_o (vgl. Gl.(3.2.3/15)).

Eine Variante der beschriebenen Schaltung zeigt Bild 3.2.3/2 . Hier ist der Bypass von der Primärseite des Transformators auf die Sekundärseite verlegt. Da die Sekundärspannung des Trans-

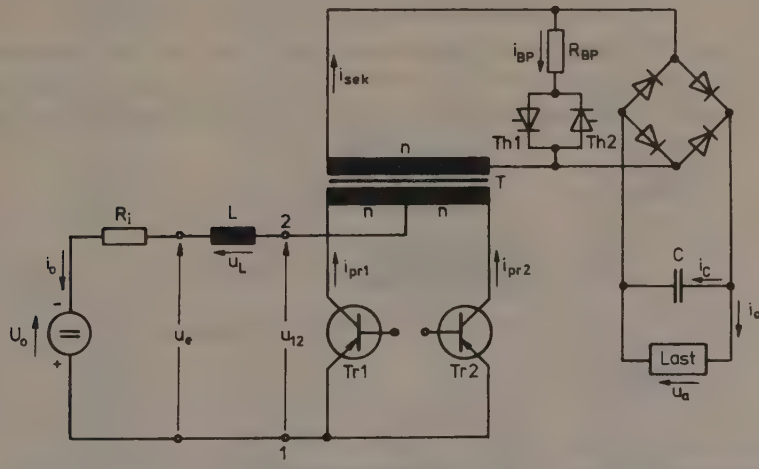


Bild 3.2.3/2 Schaltbild eines Gegentakt-Gleichspannungswandlers mit Bypass im Sekundärkreis

formators in der Regel wesentlich höher ist als die Primärspannung, können hier Thyristoren als Schaltelemente eingesetzt werden. Für die Thyristoren brauchen keine Löschkreise vorgesehen zu werden, denn der Bypassphase folgt stets eine Kurzschlußphase, in der der Sekundärstrom zu null wird. Ein

weiterer Vorteil dieser Variante ist die höhere Bypassspannung, die die Verwendung von Quarzlampen als Bypasswiderstand ermöglicht [12]. Dies ist für den Einsatz im Weltraum von besonderer Bedeutung, da die Verlustwärme mit umso geringerem Aufwand abgestrahlt werden kann, je höher die Abstrahltemperatur liegt.

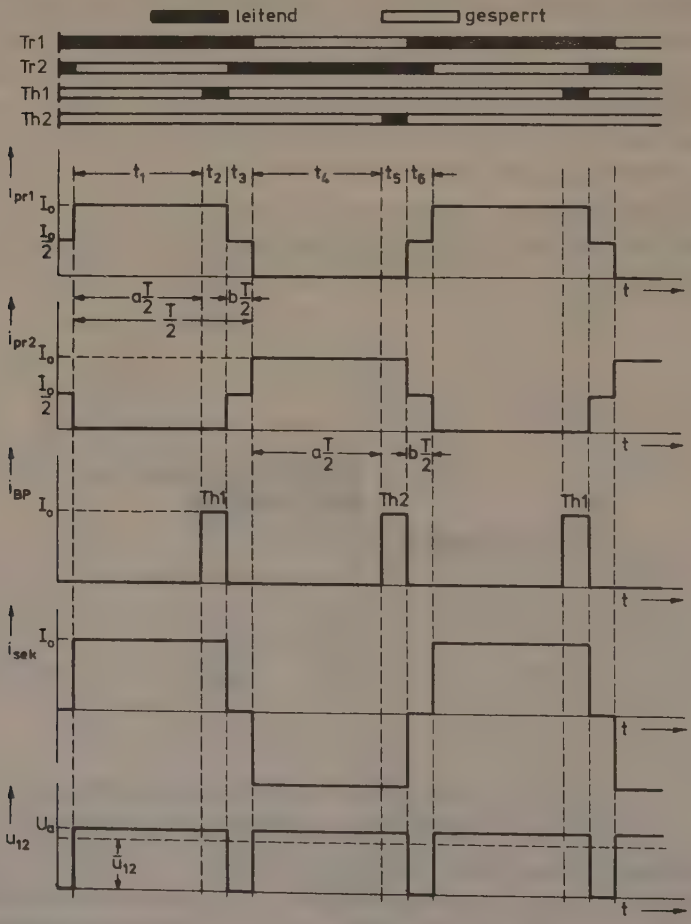


Bild 3.2.3/3 Zeitliche Verläufe von Strömen und Spannungen des Gleichspannungswandlers mit Bypass im Sekundärkreis ($R_{iW} = 0$)

Durch diese Änderung ergeben sich für Primär- und Sekundärstrom des Wandlers andere zeitliche Verläufe (Bild 3.2.3/3). Der Sekundärstrom wird nun erst mit Beginn der Kurzschlußphase null. Die bereits berechneten Beziehungen für die Steuerparameter a und b, den Generatorstrom I_o und den Mittelwert der Klemmenspannung u_{12} ändern sich bei ideal angenommenem Wandler ($R_{iW} = 0$) jedoch nicht. Die Bauleistung des Transformators wird - jedenfalls bei Annahme verlustloser Bauelemente - hierdurch ebenfalls nicht beeinflußt, da der Transformator ohnehin für Nennleistung ausgelegt werden muß, einen Betriebspunkt, bei dem der Sekundärstrom nicht lückt.

3.3 Der Gleichspannungswandler ohne Bypass

3.3.1 Wirkungsweise des Gleichspannungswandlers

Um der Forderung nach möglichst wenig Bauelementen entgegenzukommen, wird eine zweite Wandlerschaltung vorgestellt, die ohne den Bypass auskommt (Bild 3.3.1/1). Dabei geht man von

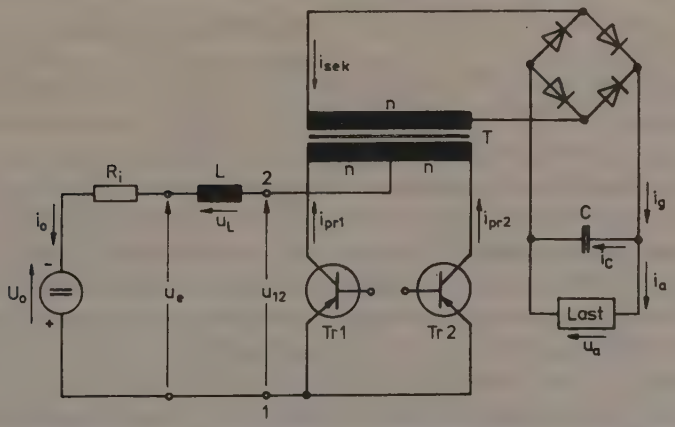


Bild 3.3.1/1 Schaltbild eines Gegentakt-Gleichspannungswandlers ohne Bypass

folgender Überlegung aus: Setzt man eine lineare Belastungskennlinie des Generators voraus, so ergibt sich für die vom

Generator abgebbare Leistung, über der Generatorklemmenspannung U_e aufgetragen, bekanntlich eine Parabel mit einem Maximum bei $U_{oN}/2$ (Anpassung). Befindet man sich bei Vollast im Punkt maximaler Leistung, so wandert der Betriebspunkt bei Teillast gewöhnlich in Richtung höherer Spannung, wobei der Strom sinkt. Eine Abnahme der abgegebenen Leistung erhält man aber auch, wenn der Betriebspunkt, wieder von Vollast ausgehend, in Richtung kleinerer Spannungen wandert, wobei der Strom wächst. Die abgegebene Leistung wird dann null, wenn die Generatorklemmenspannung U_e null ist und der Strom den doppelten Vollaststrom erreicht (Kurzschluß). Da bei einem thermionischen Generator der Nennstrom, der bei Vollast fließt, nicht unterschritten, wohl aber überschritten werden darf, bietet sich das zuletzt beschriebene Verfahren zur Teillasteinstellung hier an. Im Unterschied zum Wandler mit Bypass erhält man bei diesem Verfahren also keinen konstanten Generatorstrom, sondern der Strom ändert sich mit der Belastung zwischen Kurzschlußstrom und Nennstrom. Außerdem ist die Wahl des Nennbetriebspunktes nicht mehr beliebig. Er muß hier im Punkt maximaler Ausgangsleistung oder in einem Punkt zwischen diesem und dem Kurzschlußpunkt liegen.

Die zeitlichen Verläufe der Primärströme i_{pr1} und i_{pr2}, des Sekundärstromes i_{sek} und der Klemmenspannung u_{12} sind für einen Betriebsfall bei Teillast und verminderter Generatorspannung in Bild 3.3.1/2 dargestellt, wobei zunächst wieder verlustlose Bauelemente angenommen werden. Es wechseln Flußphasen und Kurzschlußphasen miteinander ab. Die physikalischen Vorgänge sind dabei die gleichen, wie bereits beim Wandler mit Bypass beschrieben. Mit Hilfe der variablen Kurzschlußphase werden hier sowohl Absenkungen der Generatorspannung als auch Änderungen der Last am Ausgang des Wandlers ausgeglichen. Wird zum Beispiel, ausgehend vom Betrieb mit maximaler Leistung die Last verkleinert, so verringert sich der Ausgangsstrom I_a, der gleich dem Mittelwert des Gleichrichterstromes i_g ist. Um die vom Generator abgegebene Leistung zu verkleinern, muß der Generatorstrom I_o, das heißt auch der Strom i_g während der Flußphasen, größer als vorher werden. Die Kurzschlußphase muß so verlängert werden, daß sich trotz dieser

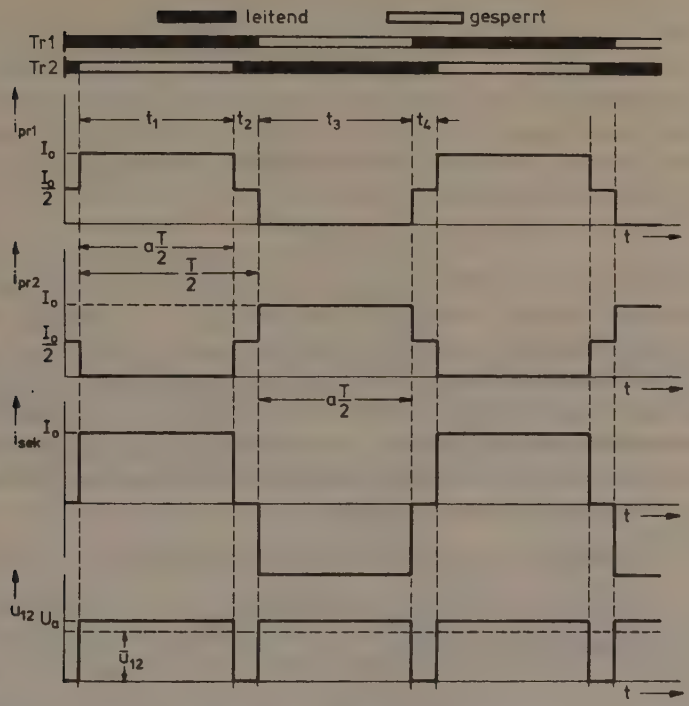


Bild 3.3.1/2 Zeitliche Verläufe von Strömen und Spannungen des Gleichspannungswandlers ohne Bypass

Erhöhung der Mittelwert von i_g im richtigen Maße verringert. Verkleinert sich andererseits die Spannung am Eingang des Wandlers zum Beispiel durch Kurzschluß einzelner thermionischer Elemente, so muß bei konstanter Last am Ausgang der Strom I_o gegenüber dem Vorzustand verringert werden, damit die Leistung konstant bleibt. Um zu erreichen, daß bei verkleinertem i_g während der Flußphasen der Mittelwert von i_g sich nicht ändert, muß in diesem Fall also die Kurzschlußphase verkürzt werden.

3.3.2 Betriebsgrößen des idealen Wandlers

Da keine Bypassphase auftritt, ergibt sich auch nur eine Stellmöglichkeit und folglich nur ein mit a bezeichneter Steuerparameter. Er ist in Bild 3.3.1/2 analog zum Wandler mit Bypass eingetragen und ist ein Maß für die Länge der Flußphasen t_1 und t_3, in denen jeweils nur ein Transistor leitend ist. Es gilt also:

$$t_1 = t_3 = a \frac{T}{2} \qquad (3.3.2/1)$$

Als Nennbetriebspunkt wird für die folgende Rechnung der Punkt maximaler Leistung festgelegt (Anpassung). Die Bezugsgrößen sind wie beim Wandler mit Bypass die Nenngeneratorspannung U_{oN}, der Bezugsstrom I_B, der hier bei Annahme verlustloser Bauelemente gleich dem minimalen Betriebsstrom ist und im Nennbetriebspunkt auftritt, und die Bezugsleistung P_B, die gleich der maximal möglichen Generatorleistung und der maximalen Ausgangsleistung des Wandlers ist.

Die Ausgangsleistung des Wandlers beträgt nach Gl. (3.2.3/11)

$$P_a = U_a I_a = \frac{U_{oN}}{2} |\overline{i_{sek}}| = \frac{U_{oN}}{2} a \hat{i}_{sek}$$

Normiert ergibt sich mit $\hat{i}_{sek} = I_o$

$$\frac{P_a}{P_B} = a \frac{I_o}{I_B} \qquad (3.3.2/2)$$

Für den Mittelwert der Klemmenspannung erhält man wieder zwei Beziehungen, die eine aus dem Spannungsumlauf in Bild 3.3.1/1

$$\bar{u}_{12} = U_o - R_i I_o \longrightarrow \frac{\bar{u}_{12}}{U_{oN}} = \frac{U_o}{U_{oN}} - \frac{1}{2} \frac{R_i}{R_{iN}} \frac{I_o}{I_B} \qquad (3.3.2/3)$$

die zweite aus dem Verlauf von u_{12} in Bild 3.3.1/2

$$\bar{u}_{12} = a \frac{U_{oN}}{2} \longrightarrow \frac{\bar{u}_{12}}{U_{oN}} = \frac{1}{2} a \qquad (3.3.2/4)$$

Durch Gleichsetzen von Gl. (3.3.2/3) und (3.3.2/4) ergibt sich für den bezogenen Generatorstrom

$$\frac{I_o}{I_B} = 2 - a \frac{U_{oN}}{U_o} \qquad (3.3.2/5)$$

Hierbei wird wieder $R_i/R_{iN} = U_o/U_{oN}$ gesetzt, was bedeutet, daß sich der Kurzschlußstrom des Generators nicht ändert.

Setzt man Gl. (3.3.2/5) in Gl. (3.3.2/2) ein, ergibt sich schließlich für den Steuerparameter a

$$a = \frac{U_o}{U_{oN}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{P_a}{P_B} \frac{U_{oN}}{U_o}}\right) \qquad (3.3.2/6)$$

wobei von den beiden Lösungen dieser Wurzelbeziehung nur die mit der negativen Wurzel in Betracht kommt, da $0 \leq a \leq 1$ ist. Der Steuerparameter a wird maximal, wenn die Wurzel null wird, so daß man sofort angeben kann

$$a_{max} = \frac{U_o}{U_{oN}} = \frac{P_{amax}}{P_B} \qquad (3.3.2/7)$$

Es ergibt sich somit für die Größen a_{max} und P_{amax} die gleiche Abhängigkeit wie beim Wandler mit Bypass.

Setzt man Gl. (3.3.2/6) in Gl. (3.3.2/5) ein, so erhält man eine Beziehung für den Generatorstrom

$$\frac{I_o}{I_B} = 1 + \sqrt{1 - \frac{P_a}{P_B} \frac{U_{oN}}{U_o}} \qquad (3.3.2/8)$$

Der Mittelwert der Klemmenspannung u_{12} ist nach Gl. (3.3.2/4) bis auf einen konstanten Faktor identisch mit dem Steuerparameter a. Zusammen mit Gl. (3.3.2/6) ergibt sich die Beziehung

$$\frac{\overline{u}_{12}}{U_{oN}} = \frac{1}{2} \frac{U_o}{U_{oN}} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{P_a}{P_B} \frac{U_{oN}}{U_o}}\right) \qquad (3.3.2/9)$$

Die Abhängigkeit der soeben berechneten Betriebsgrößen voneinander kann man in einem Nomogramm graphisch darstellen, wie es in Bild 3.3.2/1 geschehen ist. Man erhält wie beim Wandler mit Bypass einen dreieckförmigen Betriebsbereich, in dem man für alle möglichen Werte von Generatorspannung und Ausgangsleistung die Größe von Generatorstrom und Steuerparameter ablesen kann. Die Linien gleichen Generatorstromes sind Geraden, die alle durch den Ursprung gehen. Der Generatorstrom ist in den Punkten maximaler Ausgangsleistung $I_o = I_B$, für $P_a = 0$ ergibt sich $I_o = 2 \cdot I_B$, jeweils unabhängig von der Generatorspannung. Der Steuerparameter a hat für alle Werte der Generatorspannung im Leerlaufpunkt $P_a = 0$ den Wert null, er wird, wie schon erwähnt, maximal bei Erreichen der maximalen Ausgangsleistung, wo der Wert $a_{max} = U_o/U_{oN}$ erreicht wird.

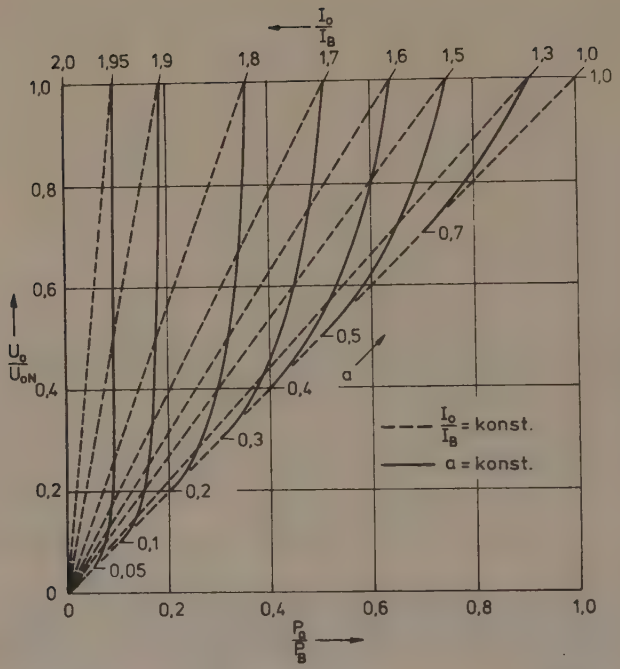


Bild 3.3.2/1 Generatorspannung U_o, Generatorstrom I_o und Steuerparameter a in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a

Bei diesen ersten, noch unter idealisierten Voraussetzungen durchgeführten Betrachtungen wird schon deutlich, daß der Wandler ohne Bypass bei gleicher Ausgangsleistung strommäßig erheblich stärker belastet ist als der Wandler mit Bypass. Dies wird sich zweifellos auf die Bauleistungen der Wandlerkomponenten auswirken, und zwar besonders, wenn betriebsmäßig der Leerlauf oder sehr schwache Last am Ausgang des Wandlers auftritt. Ein endgültiger Vergleich soll jedoch erst nach einer ausführlichen mathematischen Analyse unter Berücksichtigung von Wandlerverlusten vorgenommen werden.

4. Schaltungsanalyse unter Berücksichtigung von Verlusten mit Einfluß auf die Wirkungsweise der Wandlerschaltungen

Bevor die beschriebenen Wandlerschaltungen weiter untersucht werden, muß man prüfen, inwieweit in der Praxis immer auftretende Verluste die Wirkungsweise der Wandler beeinflussen. Tritt beim Wandler mit Bypass ein Verlustwiderstand zwischen Bypass und Glättungskondensator auf, wie er bereits in Bild 3.2.1/1 durch den Widerstand R_{iW} angedeutet ist, so fällt an ihm während der Flußphasen t_1 und t_4 eine Spannung $R_{iW} \cdot I_o$ ab, um die die Klemmenspannung u_{12} größer ist als die Ausgangsspannung U_a. Wird der Bypass zugeschaltet, beginnt die Klemmenspannung u_{12} zusammenzubrechen. Die Dioden des Gleichrichters sperren nun aber nicht mehr sofort, sondern erst, wenn u_{12} kleiner als die Ausgangsspannung U_a geworden ist. Wird dieser Wert nicht erreicht, ist die Last am Wandlerausgang während der Bypassphase nicht abgetrennt, so daß zum Beispiel kein Leerlaufbetrieb ohne Änderung der Ausgangsspannung möglich ist. Man muß also den Bypasswiderstand so wählen, daß beim Zuschalten die Bypassspannung in jedem Betriebszustand kleiner oder höchstens gleich U_a wird. Da die Klemmenspannung u_{12} während der Flußphasen $u_{12} = U_a + R_{iW} \cdot I_o$ und damit immer größer als U_a wird, während der Bypassphase jedoch stets kleiner bzw. gleich U_a ist, verringert sich der Mittelwert der Klemmenspannung u_{12} mit wachsender Bypassphase. Dies könnte man ausgleichen durch Verkleinerung der Kurzschlußphase, was jedoch bedeuten würde, daß man bereits bei Nennbetrieb (Volllast, Nenngeneratorspannung) mit einer bestimmten Kurzschlußphase arbeiten müßte. Wählt man dagegen im Hinblick auf möglichst geringe Bauleistungen der Wandlerkomponenten weiterhin bei Nennbetrieb $b = 0$, so ist ein Ausgleich dieser Spannungsabsenkung durch die Kurzschlußphase nicht möglich. Die Kurzschlußphase kann dann auch weiterhin nur zum Ausgleich von Änderungen der Generatorspannung benutzt werden. Man bekommt so mit wachsender Bypassphase eine Erhöhung des Generatorstromes, denn mit sinkendem Mittelwert der Klemmenspannung u_{12} sinkt auch die Eingangsspannung U_e. Es ist aus diesen qualitativen Betrachtungen bereits zu ersehen, daß der Generatorstrom I_o nicht mehr wie beim verlustlosen Wandler in jedem Betriebszustand konstant bleiben kann.

Beim Wandler ohne Bypass ist eine solche Beeinflussung der Wirkungsweise infolge von Verlusten nicht vorhanden.

4.1 Wandler mit Bypass im Primärkreis

Beim Wandler mit Bypass im Primärkreis gehen in den bereits in Bild 3.2.1/1 eingeführten Verlustwiderstand R_{iW} die Wicklungswiderstände des Transformators, die quadratisch stromabhängigen Verluste der Wandlertransistoren und der Dioden des Gleichrichters und anteilige Leitungswiderstände ein. Ein Er-

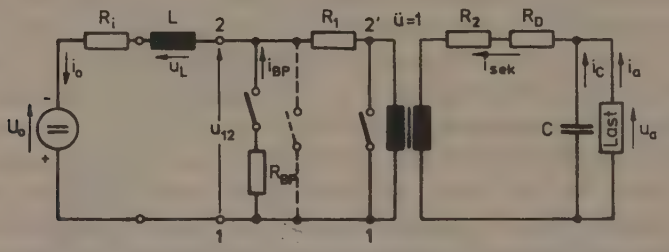


Bild 4.1/1 Ersatzschaltbild des Wandlers mit Bypass im Primärkreis für eine Halbperiode

satzschaltbild des Wandlers, das für eine halbe Periodendauer mit je einer Fluß-, Bypass- und Kurzschlußphase gilt, zeigt Bild 4.1/1. Hierin ist der verlustbehaftete Dreiwicklungstransformator durch einen Zweiwicklungstransformator mit den Ersatz-Verlustwiderständen R_1 und R_2 ersetzt. Für den Transformator gibt es zwei prinzipiell verschiedene Betriebszustände, die Kurzschlußphase und die Flußphase. In der Kurzschlußphase sind wegen der entgegengesetzt gleichgroßen Durchflutung in beiden Primärwicklungshälften auch bei Berücksichtigung von Verlusten die induzierten Spannungen gleich null. Der im Ersatzschaltbild eingetragene Kurzschließer liegt also direkt über der Primärwicklung. Da während der Kurzschlußphase die beiden primären Wicklungswiderstände R_{pr} des Dreiwicklungstransformators zusammen mit den zugehörigen Transistorwiderständen R_{Tr} parallel geschaltet sind, muß für den Ersatzwiderstand R_1 gelten: .

$$R_1 = \frac{R_{pr} + R_{Tr}}{2} \qquad (4.1/1)$$

In der Flußphase ist jeweils nur eine der beiden Primärwicklungshälften des Dreiwicklungstransformators beteiligt. Neben dem primären Wicklungswiderstand R_{pr} und dem Transistorwiderstand R_{Tr} wird nun auch der sekundäre Wicklungswiderstand R_{sek} des Transformators wirksam, so daß gilt

$$R_1 + R_2 = R_{pr} + R_{Tr} + R_{sek} \qquad (4.1/2)$$

Zusammen mit Gl. (4.1/1) ergibt sich somit für den Ersatzwiderstand R_2

$$R_2 = R_{sek} + \frac{R_{pr} + R_{Tr}}{2} \qquad (4.1/3)$$

Der Ersatzwiderstand R_D, der die quadratisch stromabhängigen Verluste der Gleichrichterdioden berücksichtigt, liegt in Reihe zum Ersatzwiderstand R_2. Der Bypasswiderstand R_{BP} liegt an den Klemmen 1 und 2 des Transformators. Die Verlustwiderstände der Bypasstransistoren können dem Bypasswiderstand zugeschlagen werden. Die in den Transistoren zusätzlich auftretenden linear stromabhängigen Verluste können durch eine eingeprägte Spannung U_{Tr} berücksichtigt werden. Da die Verluste in gleicher Größe in Fluß-, Bypass- und Kurzschlußphase auftreten, kann die eingeprägte Spannung der Generatorspannung zugerechnet werden. Die Leitungswiderstände, die hier unberücksichtigt geblieben sind, werden gegebenenfalls anteilig den Ersatzwiderständen zugeschlagen.

Die folgenden Berechnungen lassen sich wesentlich vereinfachen, wenn man im Ersatzschaltbild den Kurzschließer, wie gestrichelt eingetragen, zwischen die Klemmen 1 und 2 verlegt. Der hierdurch entstehende Fehler, der nur in der Kurzschlußphase auftritt, ist sehr gering, da im allgemeinen $R_i \gg R_1$ ist. Man kann dann setzen:

$$R_{iW} = R_1 + R_2 + R_D \qquad (4.1/4)$$

Der Verlustwiderstand R_{iW} ändert nichts an den zeitlichen Verläufen von Primär-, Sekundär- und Bypassstrom, wie sie bereits in Bild 3.2.2/1 dargestellt worden sind. Der Generatorstrom I_o ist jedoch nicht mehr unabhängig vom Betriebspunkt

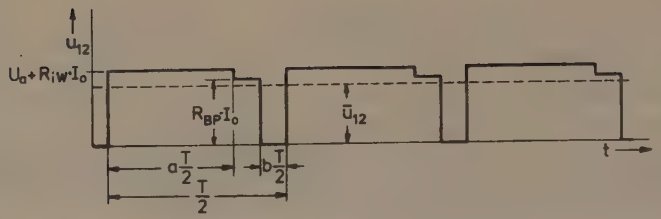


Bild 4.1/2 Zeitlicher Verlauf der Klemmenspannung u_{12}

konstant. Im Verlauf der Klemmenspannung u_{12}, den Bild 4.1/2 zeigt, ergibt sich die bereits erwähnte Spannungsabsenkung beim Zuschalten des Bypasses auf den Wert $R_{BP} \cdot I_o \leq U_a$.

4.1.1 Der Bypasswiderstand

Wie sich schon bei den bereits angestellten qualitativen Überlegungen herausgestellt hat, wird der Generatorstrom I_o bei Leerlauf am Ausgang des Wandlers maximal. Damit fällt auch bei Leerlauf die größte Spannung am Bypass ab. Wählt man den Bypasswiderstand also so, daß bei Leerlauf an ihm die Spannung U_a abfällt, ist die Funktionsfähigkeit des Wandlers in allen Betriebszuständen gesichert. Die Spannung U_a wird zweckmäßig so festgelegt, daß der Wandler bei Nennbetrieb, also bei Nenngeneratorspannung U_{oN} und Vollast, an den Generator angepaßt betrieben wird. Damit muß $U_a = U_{oN}/2$ sein, und es gilt bei Nenngeneratorspannung und Leerlauf am Ausgang des Wandlers

$$U_{oN} - R_{iN} I_o = R_{BP} I_o = U_a = \frac{U_{oN}}{2} \quad (4.1.1/1)$$

Aus dieser Gleichung ergibt sich für den Bypasswiderstand

$$R_{BP} = R_{iN} \quad (4.1.1/2)$$

Er bleibt also genauso groß wie beim verlustlosen Wandler.

4.1.2 Die Steuerparameter

Wie schon erwähnt, soll die Kurzschlußphase auch weiterhin nur zum Ausgleich von Änderungen der Generatorspannung benutzt werden. Für den Steuerparameter b gilt daher nach Gl. (3.2.3/9) unverändert

$$b = 1 - \frac{U_o}{U_{oN}} \qquad (4.1.2/1)$$

Eine Beziehung für den Steuerparameter a ergibt sich wieder aus der Gleichung für die Ausgangsleistung, für die nach Gl. (3.2.3/11) ebenfalls unverändert gilt

$$P_a = U_a I_a$$

Normiert erhält man mit $I_a = |\overline{i_{sek}}| = a I_o$

$$\frac{P_a}{P_B} = a \frac{I_o}{I_B} \qquad (4.1.2/2)$$

Der in dieser Gleichung auftretende Generatorstrom I_o läßt sich als Funktion von a mit Hilfe von zwei Gleichungen für den Mittelwert der Klemmenspannung u_{12} errechnen. Nach Gl. (3.2.3/4) ist

$$\bar{u}_{12} = U_o - R_i I_o \qquad (4.1.2/3)$$

Aus dem zeitlichen Verlauf der Klemmenspannung u_{12} (Bild 4.1/2) erhält man den Mittelwert zu

$$\bar{u}_{12} = a (U_a + R_{iW} I_o) + (1 - a - b) R_{BP} I_o \qquad (4.1.2/4)$$

Mit $\frac{U_o}{U_{oN}} = \frac{R_i}{R_{iN}}$, $R_{BP} = R_{iN}$ und den Gln. (4.1.2/1) und (4.1.2/2) ergibt sich schließlich für den Steuerparameter a

$$a = \frac{U_o}{U_{oN}} \left[\frac{1}{2} \frac{P_a}{P_B} \frac{U_{oN}}{U_o} \left(1 - \frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right) + 1 \right. \pm \left. \sqrt{\left[\frac{1}{2} \frac{P_a}{P_B} \frac{U_{oN}}{U_o} \left(1 - \frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right) + 1 \right]^2 - 2 \frac{U_{oN}}{U_o} \frac{P_a}{P_B}} \right] \qquad (4.1.2/5)$$

Man erhält für den Steuerparameter a in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung eine Wurzelbeziehung. Da $0 \leq a \leq 1$ sein

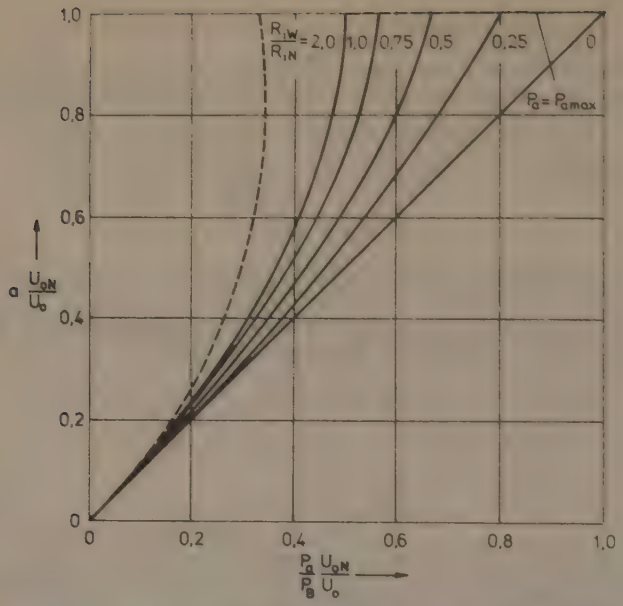


Bild 4.1.2/1 Steuerparameter a in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

muß, ist nur die negative Wurzel von physikalischer Bedeutung. Im Bild 4.1.2/1 ist der Steuerparameter a, bezogen auf die Generatorspannung U_o, über der ebenfalls auf U_o bezogenen Ausgangsleistung mit dem Verlustwiderstand R_{iW} als Parameter graphisch dargestellt. Für $P_a = 0$ ist a stets null, für $P_a = P_{amax}$ erreicht der Steuerparameter einen Wert, der gemäß der Nebenbedingung $0 \leq a \leq (1 - b)$ gleich U_o/U_{oN} wird. Für $R_{iW} = 0$ ergibt sich die bereits für den verlustlosen Wandler bestimmte lineare Abhängigkeit. Wie aus der Kurvenschar weiter hervorgeht, läßt sich der Wandler auf diese Weise nur bis zu einem Grenzwert $R_{iW} = R_{iN}$ sinnvoll betreiben. Ist R_{iW} größer als R_{iN}, ergibt sich bereits für $a \cdot U_{oN}/U_o < 1$ ein Maximum der Ausgangsleistung, so daß die Abhängigkeit des Steuerparameters von der Ausgangsleistung in einem bestimmten Bereich nicht mehr eindeutig ist (für $R_{iW} = 2\,R_{iN}$ gestrichelt in Bild 4.1.2/1 eingetragen).

4.1.3 Die maximale Ausgangsleistung

Die maximal am Ausgang des Gleichspannungswandlers abgebbare Leistung P_{amax}, die vom Verlustwiderstand R_{iW} und von der Generatorspannung U_o abhängig ist, läßt sich aus Gl. (4.1.2/5) leicht bestimmen, wenn $a = (1 - b) = U_o/U_{oN}$ gesetzt wird. Es ergibt sich die einfache Beziehung

$$\frac{P_{amax}}{P_B} = \frac{\frac{U_o}{U_{oN}}}{1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}} \qquad (4.1.3/1)$$

Die maximale Ausgangsleistung ist, bezogen auf die Generatorspannung U_o, in Bild 4.1.3/1 über dem Verlustwiderstand R_{iW} graphisch dargestellt.

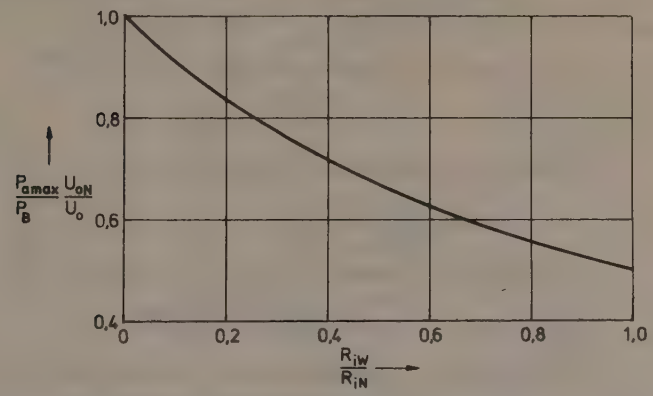


Bild 4.1.3/1 Maximale Ausgangsleistung P_{amax} in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW}

4.1.4 Der Generatorstrom

Aus den beiden Gleichungen (4.1.2/3) und (4.1.2/4) läßt sich der Generatorstrom I_o als Funktion des Steuerparameters a bestimmen. Mit Gl. (4.1.2/2) ergibt sich dann für den Generatorstrom

$$\frac{I_o}{I_B} = \frac{1}{2} - \frac{1}{4}\frac{P_a}{P_B}\frac{U_{oN}}{U_o}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} - 1\right) \pm \sqrt{\left[\frac{1}{2} - \frac{1}{4}\frac{P_a}{P_B}\frac{U_{oN}}{U_o}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} - 1\right)\right]^2 - \frac{1}{2}\frac{P_a}{P_B}\frac{U_{oN}}{U_o}}$$

(4.1.4/1)

Man erhält für den Generatorstrom I_o in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung ebenfalls eine Wurzelbeziehung. Da der Generatorstrom bei Teillast nicht kleiner werden soll als bei Vollast, ist hier nur die positive Wurzel von physikalischer Bedeutung. Der Generatorstrom ist über der auf die Generatorspannung U_o bezogenen Ausgangsleistung mit R_{iW} als Parameter

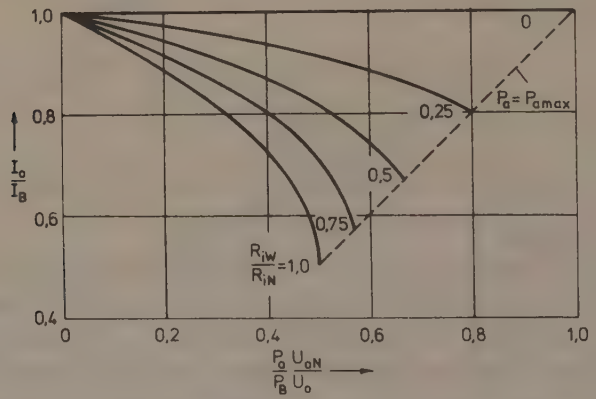


Bild 4.1.4/1 Generatorstrom I_o in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

in Bild 4.1.4/1 aufgetragen. Der Generatorstrom, der beim verlustlosen Wandler ($R_{iW} = 0$) konstant ist, steigt für $R_{iW} \neq 0$ mit sinkender Ausgangsleistung. Bei $P_a = 0$ ist der Bypass ständig zugeschaltet, und da $R_{BP} = R_{iN}$ ist, wird der Generatorstrom hier $I_o = I_B$ unabhängig vom Verlustwiderstand R_{iW}. Die Generatorstromwerte für $P_a = P_{amax}$ liegen alle auf einer linearen Grenzkurve, auf der Anpassung der Last vorliegt. Ihre Gleichung ergibt sich aus den Gleichungen (4.1.2/2), (4.1.2/3) und (4.1.2/4), wenn $a = U_o/U_{oN}$ gesetzt wird.

$$\frac{I_o}{I_B} = \frac{U_{oN}}{U_o} \frac{P_{amax}}{P_B} \qquad (4.1.4/2)$$

Sie ist in Bild 4.1.4/1 gestrichelt eingetragen.

4.1.5 Die Klemmenspannung $\bar{u}_{12}$

Aus Gl. (4.1.2/3) erhält man mit $R_i/R_{iN} = U_o/U_{oN}$ für die Klemmenspannung $\bar{u}_{12}$ die Beziehung

$$\frac{\bar{u}_{12}}{U_{oN}} = \frac{U_o}{U_{oN}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{I_o}{I_B}\right) \qquad (4.1.5/1)$$

Setzt man I_o nach Gl. (4.1.4/1) ein, erhält man $\bar{u}_{12}$ als Funktion der Ausgangsleistung. Bild 4.1.5/1 zeigt die auf die Generatorspannung U_o bezogene Klemmenspannung $\bar{u}_{12}$, aufgetragen über der ebenfalls auf U_o bezogenen Ausgangsleistung.

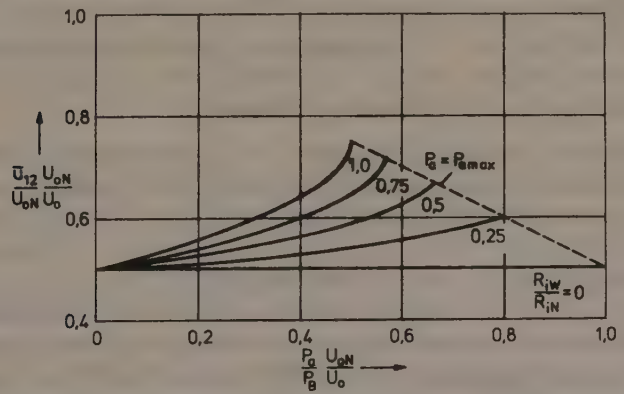


Bild 4.1.5/1 Klemmenspannung $\bar{u}_{12}$ in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

Während $\bar{u}_{12}$ beim verlustlosen Wandler ($R_{iW} = 0$) konstant ist, bekommt man bei $R_{iW} \neq 0$ eine stetige Zunahme von $\bar{u}_{12}$ mit steigender Ausgangsleistung, da mit wachsendem P_a die Bypassphase kleiner wird. Die Gleichung der Grenzgeraden, die die Betriebspunkte maximaler Ausgangsleistung miteinander verbindet, erhält man aus Gl. (4.1.5/1), wenn man I_o nach Gl. (4.1.4/2)

einsetzt.

$$\frac{\bar{u}_{12}}{U_{oN}} = \frac{U_o}{U_{oN}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{U_{oN}}{U_o} \frac{P_{amax}}{P_B}\right) \qquad (4.1.5/2)$$

Sie ist in Bild 4.1.5/1 gestrichelt eingetragen.

4.1.6 Bauleistungen der Wandlerkomponenten

Um einen Vergleich in Bezug auf Gewicht und Volumen zwischen den Wandlern mit und ohne Bypass anstellen zu können, werden nun die Bauleistungen der Wandlerkomponenten bestimmt. Alle Bauleistungen sind umgekehrt proportional der Frequenz. Als Bezugsgröße wird die Periodendauer T des Wandlers gewählt. Da in der Regel alle elektrischen Betriebsgrößen des Wandlers vom Verlustwiderstand R_{iW} abhängen, wird sich auch bei den Bauleistungen eine solche Abhängigkeit ergeben. Außerdem soll geprüft werden, welchen Einfluß es auf die Bauleistungen hat, wenn der Wandler bei Absenkungen der Generatorspannung U_o nicht im gesamten Bereich bis $U_o \to 0$, sondern nur bis zu einer Mindestspannung U_{omin} zu arbeiten braucht.

Zur Bestimmung der Bauleistungen von Eingangsdrossel und Glättungskondensator muß eine Restwelligkeit von Generatorstrom bzw. Ausgangsspannung angenommen werden. Die bereits abgeleiteten Beziehungen für I_o, a, b und $\bar{u}_{12}$ bleiben bei kleinen Restwelligkeiten mit guter Näherung gültig, wenn I_o als Mittelwert und P_a als Gleichstromausgangsleistung verstanden wird, die sich aus dem Produkt der Mittelwerte von Ausgangsspannung und Ausgangsstrom ergibt. Exakt stimmen die Beziehungen, wenn, wie zur Berechnung der Bauleistungen vorausgesetzt wird, die Änderung von Generatorstrom und Ausgangsspannung in der Periode linear ist.

4.1.6.1 Transformator

Nach VDE 0555, § 38, ist die Bauleistung eines Stromrichtertransformators gleich der halben Summe aller Wicklungsschein-

leistungen, wobei sinusförmiger Spannungsverlauf vorausgesetzt wird

$$P_b = \frac{1}{2} \sum_w I_w U_w \qquad (4.1.6.1/1)$$

Geht man von der Voraussetzung aus, daß der Effektivwert des Wicklungsstromes und der Scheitelwert der Flußdichte im Eisenkern die maßgebenden Größen für die Bemessung des Transformators sind[20], so wird diese Gleichung umgeformt. Ist die Wicklungsspannung eine reine Wechselgröße der Periodendauer T, so gilt für den Scheitelwert des Spulenflusses ψ_w, wenn positiver und negativer Scheitelwert gleichgroß sind

$$4\hat{\psi}_w = \int_0^T |u_w| \, dt = T \, |\overline{u_w}| \qquad (4.1.6.1/2)$$

Verläuft u_w sinusförmig, ergibt sich daraus

$$\hat{\psi}_w = \frac{T}{2} \frac{1}{\pi} \sqrt{2} \, U_w \qquad (4.1.6.1/3)$$

Damit erhält man für die Bauleistung

$$P_b = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{1}{T} \sum_w I_w \hat{\psi}_w \qquad (4.1.6.1/4)$$

Diese Gleichung gilt auch für nichtsinusförmige Größen. Ersetzt man den Scheitelwert des Spulenflusses mit Hilfe von Gl. (4.1.6.1/2), ergibt sich schließlich

$$P_b = \frac{\pi}{4\sqrt{2}} \sum_w I_w \, |\overline{u_w}| \qquad (4.1.6.1/5)$$

Zur Berechnung der Bauleistung des Transformators wird also der größte auftretende Effektivwert des Wicklungsstromes und der größte auftretende Gleichrichtwert der Wicklungsspannung herangezogen. Der Transformator muß auf diese Maximalwerte ausgelegt werden, auch wenn sie nie gleichzeitig auftreten.

Für die Primärseite des Transformators ist $I_{w1} = I_{w2} = I_{pr1,2max}$ und $|\overline{u_{w1}}| = |\overline{u_{w2}}| = \bar{u}_{12max}$, für die Sekundärseite ergibt sich $I_{w3} = I_{sekmax}$ und $|\overline{u_{w3}}| = \bar{u}_{12max}$. Damit erhält man für die Bauleistung des Transformators

$$\frac{P_{bT}}{P_B} = \frac{\pi}{2} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\bar{u}_{12max}}{U_{oN}} \left(2 \frac{I_{pr1,2max}}{I_B} + \frac{I_{sekmax}}{I_B} \right) \qquad (4.1.6.1/6)$$

Auf den Mittelwert der Klemmenspannung u_{12} hat die Restwelligkeit von Generatorstrom und Ausgangsspannung unter den getroffenen Voraussetzungen keinen Einfluß. Die maximalen Mittelwerte erhält man nach Bild 4.1.5/1 für $U_o = U_{oN}$ und $P_a = P_{amax}$. Aus Gl. (4.1.5/1) für $\bar{u}_{12}$ ergibt sich mit Gl. (4.1.4/2) und (4.1.3/1) für I_o und P_{amax} die Beziehung

$$\frac{\bar{u}_{12max}}{U_{oN}} = 1 - \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}} \qquad (4.1.6.1/7)$$

Die Effektivwerte von Primär- und Sekundärstrom werden unter Vernachlässigung der Restwelligkeit von Generatorstrom und Ausgangsspannung berechnet. Der dabei entstehende Fehler ist bei kleinen Restwelligkeiten gering. Zur Bestimmung des Effektivwertes des Primärstromes geht man von den zeitlichen Verläufen von i_{pr1} bzw. i_{pr2} aus, die bereits in Bild 3.2.2/1 für den verlustlosen Wandler dargestellt worden sind. Sie bleiben, wie schon erwähnt, auch bei Berücksichtigung eines Verlustwiderstandes R_{iW} qualitativ unverändert. Die Primärströme i_{pr1} und i_{pr2} haben bis auf eine Phasenverschiebung untereinander gleichen Zeitverlauf, so daß die folgende Berechnung des Effektivwertes für beide Ströme gilt. Aus Bild 3.2.2/1 ergibt sich also

$$\frac{I_{pr1,2}}{I_B} = \frac{1}{2} \frac{I_o}{I_B} \sqrt{2\,a + b}$$

Mit den Gln. (4.1.2/2) und (4.1.2/1) für a und b wird dann der Effektivwert des Primärstromes

$$\frac{I_{pr1,2}}{I_B} = \frac{1}{2} \frac{I_o}{I_B} \sqrt{2 \frac{P_a}{P_B} \frac{I_B}{I_o} - \frac{U_o}{U_{oN}} + 1} \qquad (4.1.6.1/8)$$

wobei I_o nach Gl. (4.1.4/1) einzusetzen ist. Die Verläufe von $I_{pr1,2}$ über der Ausgangsleistung P_a mit U_o und R_{iW} als Parameter zeigt Bild 4.1.6.1/1 . Der Effektivwert sinkt mit wachsendem Verlustwiderstand R_{iW}. Nur für $P_a = 0$ ist $I_{pr1,2}$ unabhängig von R_{iW} und stimmt mit den Werten des verlustlosen Wandlers überein. Die gestrichelt eingetragene Grenzkurve ergibt sich aus Gl. (4.1.6.1/8), wenn man I_o nach Gl. (4.1.4/2) und U_o aus Gl. (4.1.3/1) einsetzt.

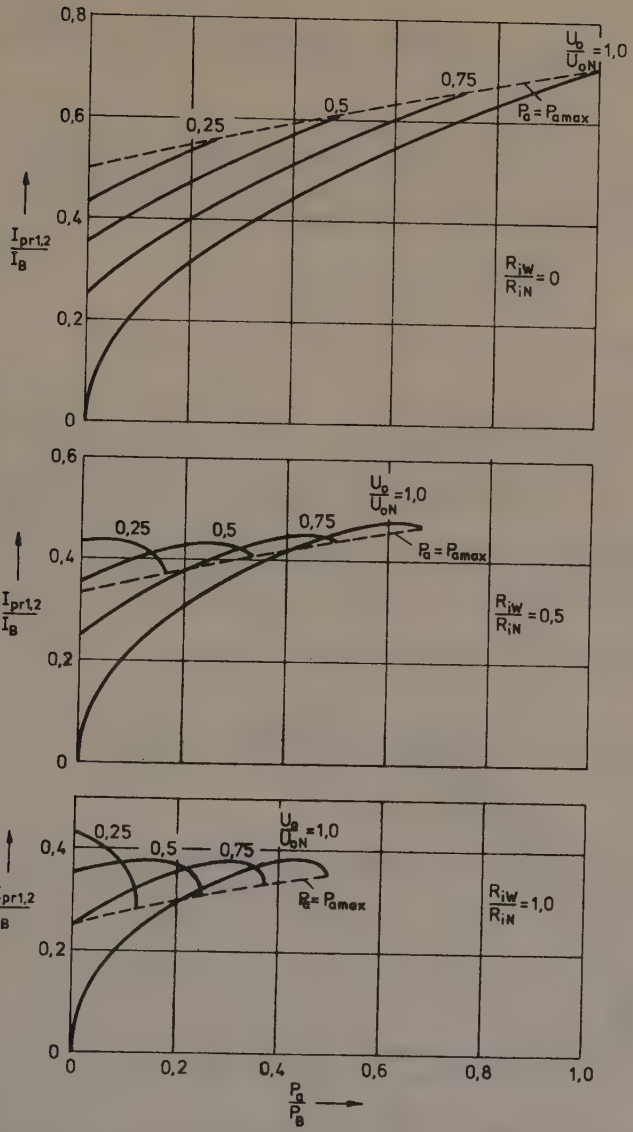


Bild 4.1.6.1/1 Effektivwert des Primärstromes $i_{pr1,2}$ in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

$$\frac{I_{pr1,2}}{I_B} = \frac{1}{2} \frac{1}{\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 1} \sqrt{\frac{P_{amax}}{P_B} \left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 1 \right) + 1} \qquad (4.1.6.1/9)$$

Der zeitliche Verlauf des Sekundärstromes ist ebenfalls bereits in Bild 3.2.2/1 dargestellt. Der Effektivwert dieses symmetrischen Wechselstromes errechnet sich zu

$$\frac{I_{sek}}{I_B} = \frac{I_o}{I_B} \sqrt{a}$$

Unter Anwendung von Gl. (4.1.2/2) für den Steuerparameter a erhält man

$$\frac{I_{sek}}{I_B} = \sqrt{\frac{P_a}{P_B} \frac{I_o}{I_B}} \qquad (4.1.6.1/10)$$

Der Verlauf von I_{sek} ist über der Ausgangsleistung P_a mit U_o

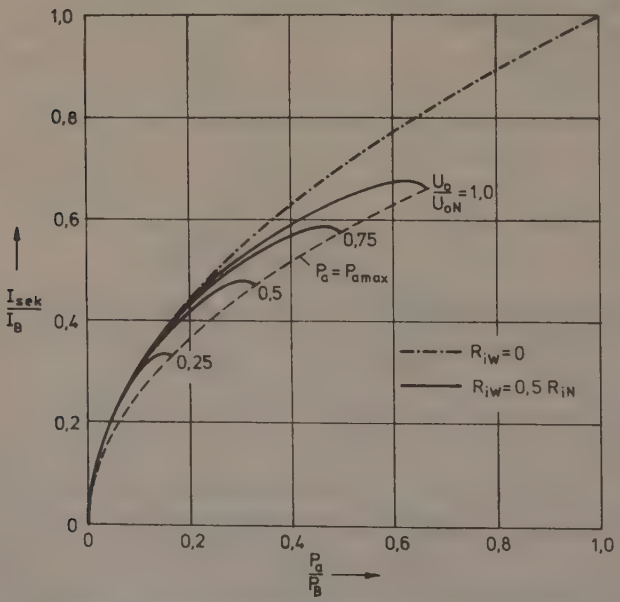


Bild 4.1.6.1/2 Effektivwert des Sekundärstromes i_{sek} in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

und R_{iW} als Parameter in Bild 4.1.6.1/2 dargestellt. Alle Kurven beginnen im Ursprung, da im Fall $P_a = 0$ die Flußphasen $t_1 = t_4 = 0$ sind. Bei $P_a > 0$ liegen die Effektivwerte für $R_{iW} \neq 0$ generell unter denen für $R_{iW} = 0$. Für den verlustlosen Wandler ist I_{sek} unabhängig von der Generatorspannung U_o, weil I_o ebenfalls unabhängig ist. Die gestrichelt eingetragene Grenzkurve erhält man aus Gl. (4.1.6.1/10), wenn I_o nach Gl. (4.1.4/2) und U_o nach Gl. (4.1.3/1) eingesetzt wird.

$$\frac{I_{sek}}{I_B} = \sqrt{\frac{P_{amax}}{P_B} \frac{1}{\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 1}} \qquad (4.1.6.1/11)$$

Wie aus den Bildern 4.1.6.1/1 und 4.1.6.1/2 hervorgeht, treten die maximalen Effektivwerte von Primär- und Sekundärstrom für kleine Werte von R_{iW} bei $U_o = U_{oN}$ und $P_a = P_{amax}$ auf. Für größere Werte von R_{iW} hat sowohl der Primär- als auch der Sekundärstrom ein Maximum bei $P_a < P_{amax}$. Durch Differentiation der Gleichungen (4.1.6.1/8) und (4.1.6.1/10) kann gezeigt werden, daß die Maxima für Primär- und Sekundärstrom übereinstimmend bei

$$\frac{P_a}{P_B} = \frac{1}{2} \frac{5 \frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 4}{\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} - 1 \right)^2} + \frac{1}{\frac{R_{iW}}{R_{iN}} - 1} \sqrt{\frac{1}{4} \frac{\left(5 \frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 4\right)^2}{\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} - 1 \right)^2} - 4}$$

(4.1.6.1/12)

liegen. Mit wachsendem R_{iW} nehmen die maximalen Effektivwerte von Primär- und Sekundärstrom ab. Daher ist beim Primärstrom noch ein dritter Bereich zu unterscheiden, bei dem der Wert des Primärstromes bei $P_a = 0$ und $U_o = U_{omin}$ größer wird als der bei $U_o = U_{oN}$ und P_a nach Gl. (4.1.6.1/12). Dies ist zum Beispiel bei $U_{omin} = 0$ der Fall, wenn der Maximalwert des Primärstromes für $U_o = U_{oN}$ unter den Wert $I_{pr1,2} = 0{,}5\ I_B$ sinkt.

Bereich I

Der Bereich I beginnt bei $R_{iW} = 0$. Die obere Bereichsgrenze erhält man, wenn man in Gl. (4.1.6.1/12) für P_a/P_B nach Gl. (4.1.3/1) setzt:

$$\frac{P_a}{P_B} = \frac{P_{amaxN}}{P_B} = \frac{1}{1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}}$$

Es errechnet sich ein Wert von $R_{iW} = 0{,}333\ R_{iN}$. In diesem Bereich gilt für den Primärstrom nach Gl. (4.1.6.1/9) mit $P_a = P_{amaxN}$

$$\frac{I_{pr1,2max}}{I_B} = \frac{1}{2}\sqrt{2}\,\frac{1}{1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}} \qquad (4.1.6.1/13)$$

Für den Sekundärstrom ergibt sich aus Gl. (4.1.6.1/11)

$$\frac{I_{sekmax}}{I_B} = \frac{1}{1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}} \qquad (4.1.6.1/14)$$

Damit wird die Bauleistung

$$\frac{P_{bT}}{P_B} = \frac{\pi}{2}\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right)\left(\frac{1}{1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}} - \frac{1}{2}\left(\frac{1}{1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}}\right)^2\right) \qquad (4.1.6.1/15a)$$

$$\text{für} \quad 0 \leq \frac{R_{iW}}{R_{iN}} \leq 0{,}333$$

Bereich II

Der Bereich II beginnt bei $R_{iW} = 0{,}333\ R_{iN}$. Der obere Grenzwert ist von U_{omin} abhängig. Er ist erreicht, wenn der Maximalwert des Primärstromes für $U_o = U_{oN}$ und P_a nach Gleichung (4.1.6.1/12) gleich ist dem Wert für $P_a = 0$ und $U_o = U_{omin}$. Mit Gl. (4.1.6.1/8) erhält man in diesem Falle

$$\frac{U_{omin}}{U_{oN}} = 1 - 2\,\frac{P_a}{P_B}\,\frac{I_o}{I_B} \qquad (4.1.6.1/16)$$

Setzt man $P_a/P_B = f\,(R_{iW}/R_{iN})$ nach Gl. (4.1.6.1/12) und $I_o/I_B = f\,(R_{iW}/R_{iN})$ nach Gl. (4.1.4/1) mit $U_o = U_{oN}$ in diese Gleichung ein, erhält man die Abhängigkeit des oberen Grenzwertes $(R_{iW}/R_{iN})_{II}$ von der minimalen Generatorspannung U_{omin}. In diesem Bereich ergibt sich die Bauleistung mit den Gleichungen (4.1.6.1/8) und (4.1.6.1/10) unabhängig von U_{omin} zu

$$\frac{P_{bT}}{P_B} = \frac{\pi}{2}\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right)\left(1 - \frac{1}{2}\,\frac{1}{1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}}\right)\sqrt{\frac{P_a}{P_B}\,\frac{I_o}{I_B}} \qquad (4.1.6.1/15b)$$

$$\text{für } 0{,}333 \leq \frac{R_{iW}}{R_{iN}} \leq \left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right)_{II} = f\left(\frac{U_{omin}}{U_{oN}}\right)$$

wobei I_o nach Gl. (4.1.4/1) mit $U_o = U_{oN}$ und P_a nach Gl. (4.1.6.1/12) eingesetzt werden muß. Für $U_{omin} = 0$ liegt die Bereichsgrenze bei $(R_{iW}/R_{iN})_{II} = 0{,}419$.

Bereich III

Der Bereich III reicht von $(R_{iW}/R_{iN})_{II}$ bis $R_{iW} = R_{iN}$. Der maximale Effektivwert des Primärstromes tritt nun bei $P_a = 0$ und $U_o = U_{omin}$ auf und beträgt im gesamten Bereich

$$\frac{I_{pr1,2max}}{I_B} = \frac{1}{2}\sqrt{1 - \frac{U_{omin}}{U_{oN}}} \qquad (4.1.6.1/17)$$

Der maximale Sekundärstrom ergibt sich weiterhin bei $U_o = U_{oN}$ und wird wie im Bereich II nach Gl. (4.1.6.1/10) berechnet. Die Bauleistung wird hier also

$$\frac{P_{bT}}{P_B} = \frac{\pi}{2}\,\frac{1}{\sqrt{2}}\left(1 - \frac{1}{2}\,\frac{1}{1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}}\right)\left(\sqrt{1 - \frac{U_{omin}}{U_{oN}}} + \sqrt{\frac{P_a}{P_B}\,\frac{I_o}{I_B}}\right) \qquad (4.1.6.1/15c)$$

$$\text{für } \left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right)_{II} \leq \frac{R_{iW}}{R_{iN}} \leq 1$$

wobei wieder I_o nach Gl. (4.1.4/1) ($U_o = U_{oN}$) und P_a nach Gl. (4.1.6.1/12) einzusetzen ist.

Den Verlauf der Bauleistung des Transformators über dem Verlustwiderstand R_{iW} zeigt Bild 4.1.6.1/3 . Die Bauleistung nimmt, bezogen auf die Bezugsleistung P_B, mit wachsendem R_{iW} im Bereich I und II ab. An der Grenze zwischen Bereich I und Bereich II bleibt der Kurvenverlauf stetig. Beim Übergang in den Bereich III knickt die Kurve ab, und die Bauleistung beginnt mit wachsendem R_{iW} wieder zu steigen. Die Bauleistung des Transformators ist im Bereich I und II unabhängig von der minimalen Generatorspannung U_{omin}. Die obere Grenze des Bereiches II verschiebt sich mit wachsenden Werten von U_{omin} in Richtung höherer Werte. Für $U_{omin} \geq 0{,}407\ U_{oN}$ entfällt der

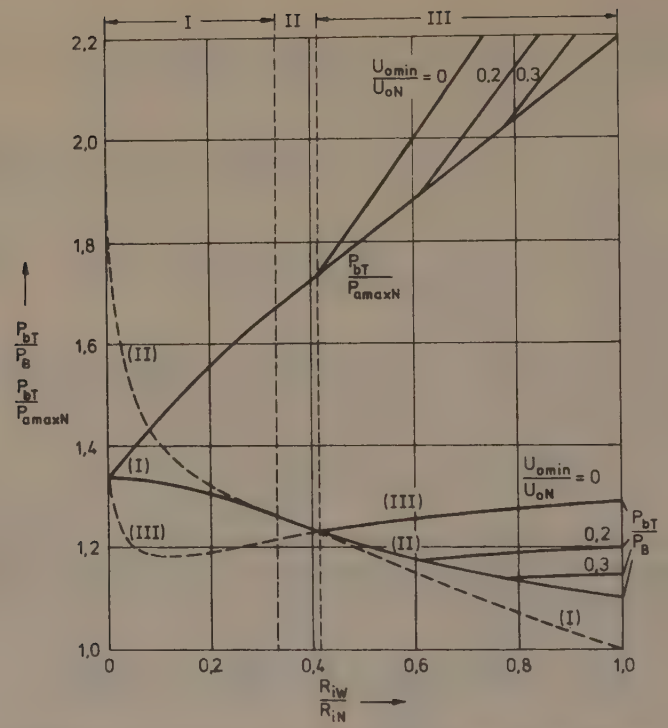


Bild 4.1.6.1/3 Bauleistung P_{bT} des Transformators in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW}

Bereich III .

Bezieht man die Bauleistung auf die maximal vom Wandler abgebbare Leistung P_{amaxN}, so erhält man mit Gl. (4.1.3/1) folgende Beziehungen:

Bereich I $\quad 0 \leq \frac{R_{iW}}{R_{iN}} \leq 0{,}333$

$$\frac{P_{bT}}{P_{amaxN}} = \frac{\pi}{2}\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right)\left(1 - \frac{1}{2}\,\frac{1}{1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}}\right) \qquad (4.1.6.1/18a)$$

Bereich II $\quad 0{,}333 \leq \frac{R_{iW}}{R_{iN}} \leq \left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right)_{II}$

$$\frac{P_{bT}}{P_{amaxN}} = \frac{\pi}{2}\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right)\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + \frac{1}{2}\right)\sqrt{\frac{P_a}{P_B}\frac{I_o}{I_B}} \qquad (4.1.6.1/18b)$$

Bereich III $\quad \left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right)_{II} \leq \frac{R_{iW}}{R_{iN}} \leq 1$

$$\frac{P_{bT}}{P_{amaxN}} = \frac{\pi}{2}\frac{1}{\sqrt{2}}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + \frac{1}{2}\right)\left(\sqrt{1 - \frac{U_{omin}}{U_{oN}}} + \sqrt{\frac{P_a}{P_B}\frac{I_o}{I_B}}\right) \qquad (4.1.6.1/18c)$$

Da P_{amaxN} im Gegensatz zur konstanten Bezugsleistung P_B mit steigendem Verlustwiderstand R_{iW} sinkt, ist bis auf den Sonderfall $R_{iW} = 0$ die auf P_{amaxN} bezogene Bauleistung stets größer als die auf P_B bezogene (Bild 4.1.6.1/3).

4.1.6.2 Eingangsdrossel

Die Gleichung (4.1.6.1/4) kann auch zur Berechnung der Bauleistung der Eingangsdrossel benutzt werden. Zur Bestimmung des maximalen Spulenflusses geht man am besten von der Induktionsgleichung aus.

$$u_w = L\frac{di_w}{dt} = \frac{d\Psi_w}{dt}$$

Daraus folgt:

$$\Psi_w = L\, i_w \quad \text{und} \quad \hat{\Psi}_w = L\, \hat{i}_w$$

Der über die Drossel L fließende Gleichstrom hat bei endlicher Induktivität eine Restwelligkeit. Der Scheitelwert $\hat{i}_w$ des Wicklungsstromes setzt sich daher zusammen aus einem Gleich- und einem Wechselstromanteil, und es gilt, wenn positiver und negativer Scheitelwert des Wechselanteils gleichgroß sind

$$\hat{i}_w = \bar{i}_w + \frac{1}{2}\Delta i \qquad (4.1.6.2/1)$$

wobei Δi die Schwankungsbreite des Wechselstromanteils ist. Bezeichnet man mit T_L die Periodendauer der Drosselspannung, so gilt

$$\Delta i = \frac{1}{2}\frac{1}{L}\int_0^{T_L} |u_w|\,dt \longrightarrow L = \frac{1}{2}\frac{1}{\Delta i}\int_0^{T_L} |u_w|\,dt \qquad (4.1.6.2/2)$$

Bei einer festgelegten maximalen Schwankungsbreite Δi_{max} ergibt sich die geforderte Induktivität der Eingangsdrossel zu

$$L = \frac{1}{2}\frac{1}{\Delta i_{max}} T_L |\overline{u_L}|_{max} \qquad (4.1.6.2/3)$$

Für die Drosselbauleistung erhält man dann nach Gl. (4.1.6.1/4)

$$P_{bL} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}\frac{T_L}{T}|\overline{u_L}|_{max}\frac{\hat{i}_w}{\Delta i_{max}} I_w \qquad (4.1.6.2/4)$$

Hierin sind für den Scheitelwert $\hat{i}_w$ und den Effektivwert I_w des Wicklungsstromes die jeweiligen Maximalwerte einzusetzen. Für kleine Werte von Δi_{max} kann der Effektivwert I_w näherungsweise gleich dem Gleichstrommittelwert $\bar{i}_w$ gesetzt werden. Mit Gl. (4.1.6.2/1) erhält man dann

$$P_{bL} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}\frac{T_L}{T}|\overline{u_L}|_{max}\,\bar{i}_{wmax}\left(\frac{\bar{i}_w}{\Delta i_{max}} + \frac{1}{2}\frac{\Delta i}{\Delta i_{max}}\right)_{max}$$

und da nach Gl. (4.1.6.2/2) $\Delta i \sim |\overline{u_L}|$ ist, wird

$$P_{bL} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}\frac{T_L}{T}|\overline{u_L}|_{max}\,\bar{i}_{wmax}\left(\frac{\bar{i}_w}{\Delta i_{max}} + \frac{1}{2}\frac{|\overline{u_L}|}{|\overline{u_L}|_{max}}\right)_{max} \qquad (4.1.6.2/5)$$

Auf den Gleichrichtwert der Drosselspannung u_L hat die Restwelligkeit von Generatorstrom und Ausgangsspannung keinen Einfluß. Er ergibt sich aus dem zeitlichen Verlauf der an der Eingangsdrossel liegenden Spannung, die bei idealer Glättung von Generatorstrom und Ausgangsspannung gleich dem Wechselspannungsanteil der Klemmenspannung u_{12} ist (Bild 4.1/2). Bei der Berechnung des Gleichrichtwertes ist zu beachten, daß die am Bypass abfallende Spannung $R_{BP}\cdot I_o$ sowohl größer als auch kleiner als der Mittelwert der Klemmenspannung u_{12} sein kann. Man erhält also für den Gleichrichtwert der Drosselspannung

$$|\overline{u_L}| = a\,\hat{u}_{L+} + b\,\hat{u}_{L-} + \left|R_{BP}\,I_o - \bar{u}_{12}\right|(1 - a - b)$$

Der negative Scheitelwert der Drosselspannung ist gleich dem Mittelwert der Klemmenspannung u_{12}

$$\frac{\hat{u}_{L-}}{U_{oN}} = \frac{\bar{u}_{12}}{U_{oN}} \qquad (4.1.6.2/6)$$

Der positive Scheitelwert ergibt sich aus Bild 4.1/2 zu

$$\frac{\hat{u}_{L+}}{U_{oN}} = \frac{1}{2} - \frac{U_o}{U_{oN}} + \frac{1}{2}\left(\frac{U_o}{U_{oN}} + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right)\frac{I_o}{I_B} \qquad (4.1.6.2/7)$$

wobei I_o nach Gl. (4.1.4/1) eingesetzt wird. Man erhält für den Gleichrichtwert der Drosselspannung mit $R_{BP} = R_{iN}$ und den Parametern a und b nach den Gln. (4.1.2/2) und (4.1.2/1) schließlich den Ausdruck

$$\frac{|\overline{u_L}|}{U_{oN}} = \frac{I_B}{I_o}\frac{P_a}{P_B}\left(\frac{1}{2} - \frac{U_o}{U_{oN}}\right) + \frac{1}{2}\frac{P_a}{P_B}\left(\frac{U_o}{U_{oN}} + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right)$$
$$+ \frac{U_o}{U_{oN}}\left(1 - \frac{U_o}{U_{oN}}\right)\left(1 - \frac{1}{2}\frac{I_o}{I_B}\right) + \left|\frac{1}{2}\frac{I_o}{I_B}\left(1 + \frac{U_o}{U_{oN}}\right) - \frac{U_o}{U_{oN}}\right|$$
$$\cdot\left(\frac{U_o}{U_{oN}} - \frac{P_a}{P_B}\frac{I_B}{I_o}\right) \qquad (4.1.6.2/8)$$

mit I_o nach Gl. (4.1.4/1).

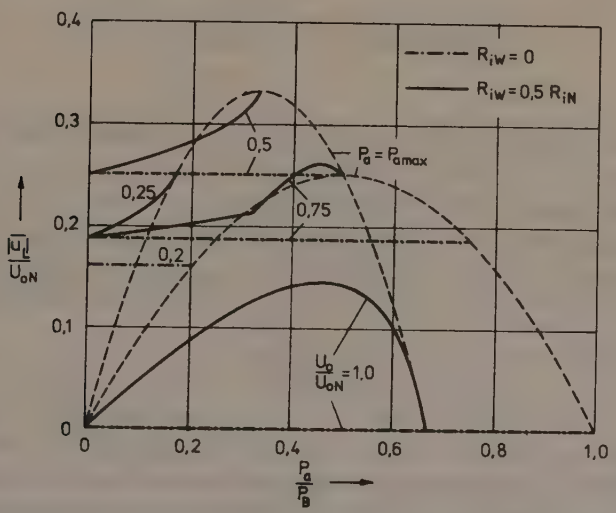


Bild 4.1.6.2/1 Gleichrichtwert der Drosselspannung u_L in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

Der Gleichrichtwert der Drosselspannung ist über der Ausgangsleistung mit U_o und R_{iW} als Parameter in Bild 4.1.6.2/1 graphisch dargestellt. Er ist also hier im Gegensatz zum verlust-

losen Wandler eine Funktion der Ausgangsleistung P_a. Für $P_a = 0$ und bei $U_o = U_{oN}$ auch für $P_a = P_{amax}$ ist $|\overline{u_L}|$ unabhängig von R_{iW}. Daß sich auch bei $U_o = U_{oN}$ für den verlustbehafteten Wandler von null verschiedene Gleichrichtwerte ergeben, kommt vom Zusammenbruch der Klemmenspannung u_{12} beim Zuschalten des Bypasses. Da dieser Effekt bei $U_o = U_{oN}$ lediglich für $P_a = 0$ und $P_a = P_{amax}$ nicht auftritt, wird der Gleichrichtwert nur dort null. Im übrigen haben die Kurven keine einheitliche Tendenz. Für große Werte von U_o zeigen sie ein ausgeprägtes Maximum und zum Teil Knicke im Verlauf. Die gestrichelt eingetragenen, parabolischen Grenzkurven erhält man aus Gl. (4.1.6.2/8), wenn man I_o nach Gl. (4.1.4/2) und U_o nach Gl.(4.1.3/1) einsetzt.

Die maximalen Gleichrichtwerte der Drosselspannung treten bei $U_o = U_{oN}/2$ und $P_a = P_{amax}$ auf. Aus Gl. (4.1.6.2/8) ergibt sich mit Gl. (4.1.3/1) und (4.1.4/2)

$$\frac{|\overline{u_L}|_{max}}{U_{oN}} = \frac{1}{4}\left(1 + \frac{\frac{R_{iW}}{R_{iN}}}{1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}}\right) \qquad (4.1.6.2/9)$$

Bei einer angenommenen maximalen Stromschwankungsbreite von $\Delta i_{max} = 0{,}2\ I_B$ tritt der maximale Scheitelwert des Wicklungsstromes stets bei $P_a = 0$ auf. Im Bereich $0 \le U_{omin} \le U_{oN}/2$ ergibt sich also die Bauleistung der Glättungsdrossel aus Gleichung (4.1.6.2/5) mit $\bar{i}_{wmax} = \bar{i}_w(P_a=0) = I_{omax} = I_B$, $T_L = T/2$ und $|\overline{u_L}|(P_a=0)$ nach Gl. (4.1.6.2/8) ($U_o = U_{oN}/2$) unabhängig von U_{omin}

$$\frac{P_{bL}}{P_B} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}\left(5\,\frac{|\overline{u_L}|_{max}}{U_{oN}} + \frac{1}{8}\right) \qquad (4.1.6.2/10)$$

für $0 \le U_{omin} \le U_{oN}/2$

wobei $|\overline{u_L}|_{max}$ nach Gl. (4.1.6.2/9) einzusetzen ist. Die Abhängigkeit der Drosselbauleistung vom Verlustwiderstand R_{iW} ist für $U_{omin} \le 0{,}5\ U_{oN}$ in Bild 4.1.6.2/2 graphisch dargestellt. Bezogen auf P_B, steigt die Bauleistung mit wachsendem R_{iW} monoton. Bezieht man auf P_{amaxN}, ergibt sich mit Gl. (4.1.3/1)

$$\frac{P_{bL}}{P_{amaxN}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}\left(1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right)\left(5\,\frac{|\overline{u_L}|_{max}}{U_{oN}} + \frac{1}{8}\right) \qquad (4.1.6.2/11)$$

für $0 \le U_{omin} \le U_{oN}/2$

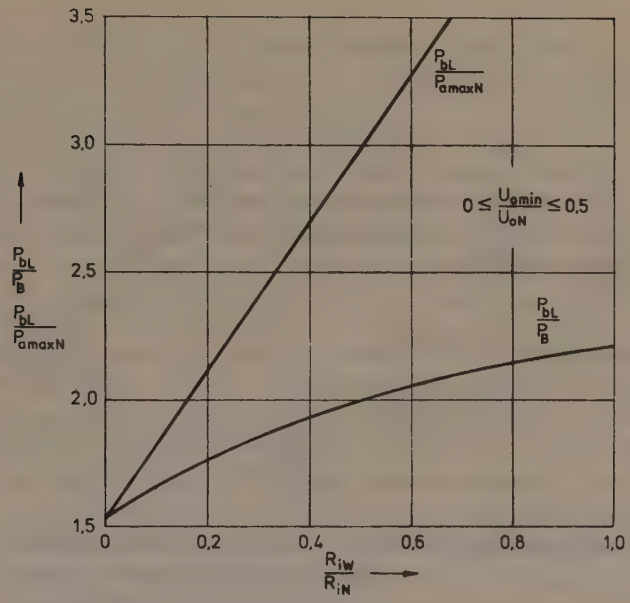


Bild 4.1.6.2/2 Bauleistung P_{bL} der Eingangsdrossel in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW}

Die Bauleistung wächst nun proportional mit dem Verlustwiderstand R_{iW}. Dieser Verlauf ist ebenfalls in Bild 4.1.6.2/2 eingetragen.

Im Bereich $U_{oN}/2 \leq U_{omin} \leq U_{oN}$ läßt sich die Drosselbauleistung aus Gl. (4.1.6.2/5) errechnen, wobei wieder $\bar{i}_{wmax} = \bar{i}_w(P_a=0) = I_{omax} = I_B$, $T_L = T/2$, $\Delta i_{max} = 0,2\ I_B$ und $|\overline{u_L}|(P_a=0)$ nach Gl. (4.1.6.2/8) mit $U_o = U_{omin}$ eingesetzt wird. Die Werte für $|\overline{u_L}|_{max}$ sind wegen des sonst zu großen Aufwandes durch ein numerisches Verfahren bestimmt worden. Sie errechnen sich aus Gl. (4.1.6.2/8) ($U_o = U_{omin}$) je nach Größe von U_{omin} als Extremwert oder als Maximalwert bei $P_a = P_{amax}$.

Über der minimalen Generatorspannung U_{omin} aufgetragen, ist die Bauleistung der Eingangsdrossel in Bild 4.1.6.2/3 graphisch dargestellt. Es ist zu entnehmen, daß die Bauleistung im Bereich $0 \leq U_{omin} \leq U_{oN}/2$ konstant ist und für

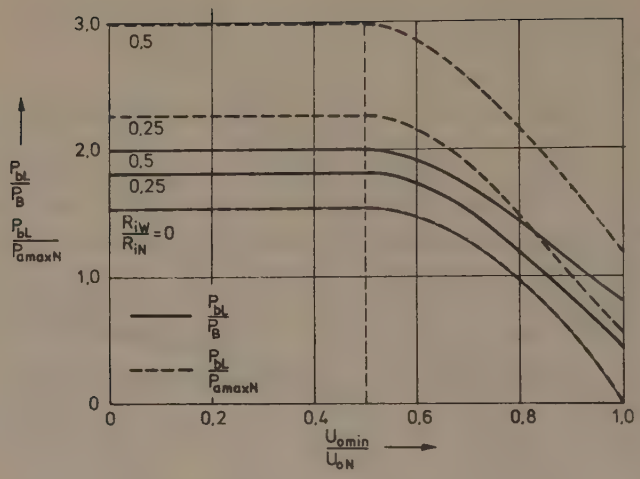


Bild 4.1.6.2/3 Bauleistung P_{bL} der Eingangsdrossel in Abhängigkeit von der minimalen Generatorspannung U_{omin}

$U_{omin} > U_{oN}/2$ mit wachsendem U_{omin} kleiner wird. Für $U_{omin} = U_{oN}$ wird sie im Sonderfall $R_{iW} = 0$ sogar zu null, da in diesem Falle die an der Drossel liegende Spannung zu null wird.

4.1.6.3 Glättungskondensator

Da eine eingeführte Definition für die Bauleistung eines Kondensators nicht bekannt ist, wird für den Glättungskondensator eine Bauleistung analog zur Drosselbauleistung berechnet, die es gestattet, vergleichende Untersuchungen anzustellen.

Für den Glättungskondensator lautet die dem Induktionsgesetz entsprechende Gleichung

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} = \frac{dQ}{dt}$$

Hierin ist u_C die Kondensatorspannung und Q die Kondensatorladung. Aus dieser Gleichung folgt

$$Q = C\, u_C \quad \longrightarrow \quad \hat{Q} = C\, \hat{u}_C$$

Die Bauleistung des Kondensators wird festgesetzt als das Produkt der Effektivwerte von Kondensatorstrom und Kondensatorspannung, wobei sinusförmige Verläufe vorausgesetzt werden.

$$P_{bC} = U_C\, I_C \qquad (4.1.6.3/1)$$

Bei einem Kondensator sind die Scheitelwerte von Kondensatorspannung und Ladung die für die Bemessung des Kondensators maßgebenden Größen. Dies ergibt sich aus folgender Überlegung: Die Kapazität eines Plattenkondensators ist proportional dem Verhältnis von Plattenfläche F zu Plattenabstand d, der Scheitelwert der Kondensatorspannung ist bei konstanter maximaler elektrischer Feldstärke proportional dem Plattenabstand d. Mit $C \sim F/d$ und $\hat{u}_C \sim d$ ergibt sich

$$\hat{Q} = C\, \hat{u}_C \sim F \qquad \text{und} \qquad \hat{Q}\, \hat{u}_C \sim F\, d \sim V$$

wobei V das Volumen und damit ein Maß für die Baugröße des Kondensators ist.

Ist der Kondensatorstrom eine reine Wechselgröße der Periodendauer T, so gilt für den Scheitelwert $\hat{Q}$ der Ladung, wenn positiver und negativer Scheitelwert gleichgroß sind

$$4\, \hat{Q} = \int_0^T |i_C|\, dt = |\overline{i_C}|\, T \qquad (4.1.6.3/2)$$

Verläuft i_C sinusförmig, ergibt sich daraus

$$\hat{Q} = \frac{T}{2} \frac{1}{\pi} \sqrt{2}\, I_C \qquad (4.1.6.3/3)$$

Setzt man Gl. (4.1.6.3/3) in Gl. (4.1.6.3/1) ein, erhält man die auch für nichtsinusförmige Größen gültige Beziehung

$$P_{bC} = \pi \frac{1}{T}\, \hat{u}_C\, \hat{Q} \qquad (4.1.6.3/4)$$

Die am Glättungskondensator C liegende Gleichspannung hat bei endlicher Kapazität eine Restwelligkeit. Der Maximalwert $\hat{u}_C$ der Spannung setzt sich daher zusammen aus einem Gleich- und einem Wechselspannungsanteil. Sind positiver und negativer

Scheitelwert des Wechselanteiles gleichgroß, so gilt

$$\hat{u}_C = \bar{u}_C + \frac{1}{2}\Delta u$$

wenn Δu die Schwankungsbreite der Wechselspannung ist. Für Δu gilt bei einer Periodendauer T_C des Kondensatorstromes

$$\Delta u = \frac{1}{2}\frac{1}{C}\int_0^{T_C}|i_C|\,dt \longrightarrow C = \frac{1}{2}\frac{1}{\Delta u}\int_0^{T_C}|i_C|\,dt \qquad (4.1.6.3/5)$$

Der Scheitelwert der Ladung beträgt dann

$$\hat{Q} = \frac{\hat{u}_C}{2\Delta u}\int_0^{T_C}|i_C|\,dt = T_C\,\frac{\hat{u}_C}{2\Delta u}\,\overline{|i_C|}$$

In Gl. (4.1.6.3/4) eingesetzt, ergibt sich für die Bauleistung schließlich

$$P_{bC} = \frac{\pi}{2}\,\frac{T_C}{T}\,\overline{|i_C|}\,\frac{\bar{u}_C^{\,2}}{\Delta u}\left(1 + \frac{1}{2}\,\frac{\Delta u}{\bar{u}_C}\right)^2 \qquad (4.1.6.3/6)$$

Läßt man eine maximale Schwankungsbreite $\Delta u/U_a = 0{,}2$ zu, so erhält man mit $U_a = \bar{u}_C = U_{oN}/2$ und $T_C/T = 1/2$ für die Bauleistung des Glättungskondensators

$$\frac{P_{bC}}{P_B} = 6{,}05\,\frac{\pi}{4}\,\frac{\overline{|i_C|}_{max}}{I_B} \qquad (4.1.6.3/7)$$

Auf den Gleichrichtwert des Kondensatorstromes hat die Restwelligkeit von Generatorstrom und Ausgangsspannung keinen Einfluß. Er läßt sich aus dem zeitlichen Verlauf des Kondensatorstromes bestimmen (Bild 4.1.6.3/1), der sich bei unendlich groß angenommenen Werten von Eingangsdrossel und Glättungskondensator als Wechselstromanteil des gleichgerichteten

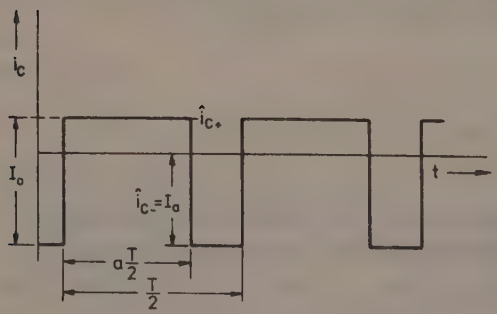


Bild 4.1.6.3/1

Zeitlicher Verlauf des Kondensatorstromes i_C

Sekundärstromes ergibt.

$$\frac{|\overline{i_C}|}{I_B} = a \frac{\hat{i}_{C+}}{I_B} + (1 - a) \frac{\hat{i}_{C-}}{I_B} \qquad (4.1.6.3/8)$$

Der negative Scheitelwert des Kondensatorstromes ist mit Gl. (4.1.2/2)

$$\frac{\hat{i}_{C-}}{I_B} = \frac{I_a}{I_B} = \frac{P_a}{P_B} \qquad (4.1.6.3/9)$$

Der positive Scheitelwert beträgt

$$\frac{\hat{i}_{C+}}{I_B} = \frac{I_o}{I_B} - \frac{\hat{i}_{C-}}{I_B} = \frac{I_o}{I_B} - \frac{P_a}{P_B} \qquad (4.1.6.3/10)$$

Mit Gl. (4.1.2/2) für den Steuerparameter a ergibt sich somit für den Gleichrichtwert des Kondensatorstromes

$$\frac{|\overline{i_C}|}{I_B} = 2 \frac{P_a}{P_B} \left(1 - \frac{P_a}{P_B} \frac{I_B}{I_o}\right) \qquad (4.1.6.3/11)$$

wobei I_o nach Gl. (4.1.4/1) einzusetzen ist.

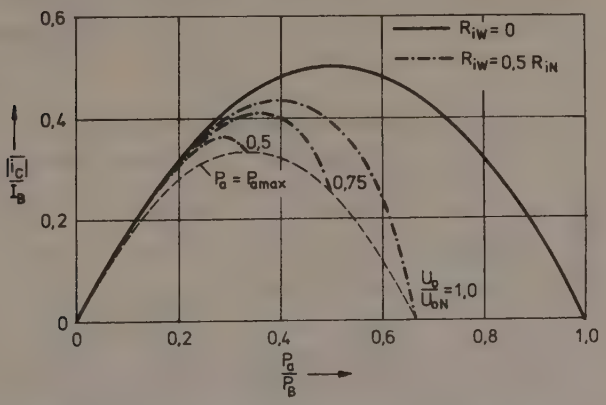


Bild 4.1.6.3/2 Gleichrichtwert des Kondensatorstromes i_C in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

Über der Ausgangsleistung mit U_o und R_{iW} als Parameter aufgetragen, ergeben sich die in Bild 4.1.6.3/2 dargestellten Verläufe. Da für $P_a = 0$ positive und negative Stromzeitfläche des

Kondensatorstromes null sind, muß auch der Gleichrichtwert unabhängig von U_o und R_{iW} für $P_a = 0$ null werden. Dasselbe gilt für $P_a = P_{amax}$, wenn $U_o = U_{oN}$ ist. Im Teillastbereich liegen die Gleichrichtwerte für $R_{iW} > 0$ generell niedriger als für $R_{iW} = 0$. Die gestrichelt eingetragene parabolische Grenzkurve ergibt sich aus Gl. (4.1.6.3/11), wenn wieder I_o nach Gl. (4.1.4/2) und U_o aus Gl. (4.1.3/1) eingesetzt wird. Dann ist

$$\frac{|\overline{i_C}|}{I_B} = 2\,\frac{P_{amax}}{P_B}\left(1 - \frac{P_{amax}}{P_B}\left(1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right)\right) \qquad (4.1.6.3/12)$$

Wie aus den Verläufen des Gleichrichtwertes des Kondensatorstromes hervorgeht, tritt der maximale Gleichrichtwert immer bei $U_o = U_{oN}$ auf. Die Bauleistung des Kondensators ergibt sich somit unabhängig von U_{omin}. Eine einfache mathematische Beziehung läßt sich für $|\overline{i_C}|_{max}$ nicht angeben, die Maximalwerte werden daher mit einem numerischen Verfahren aus der Gleichung

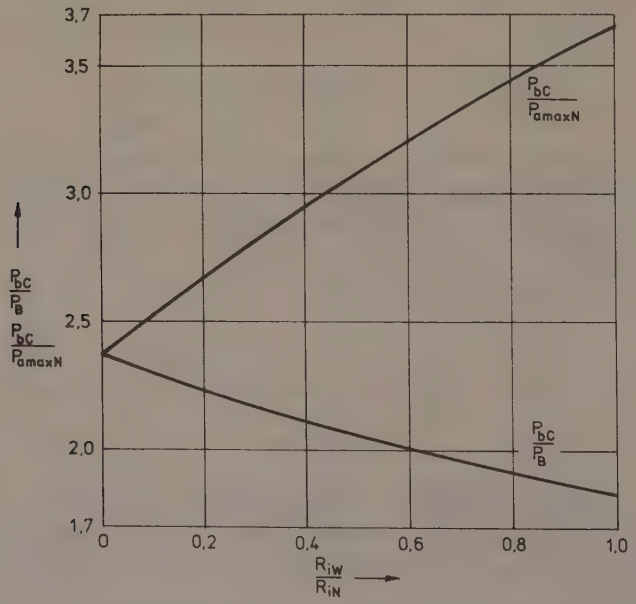


Bild 4.1.6.3/3 Bauleistung P_{bC} des Glättungskondensators in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW}

(4.1.6.3/11) ermittelt, wobei $U_o = U_{oN}$ gesetzt wird.

Den Verlauf der Bauleistung des Glättungskondensators über dem Verlustwiderstand R_{iW} zeigt Bild 4.1.6.3/3 . Da die Kondensatorspannung unabhängig von R_{iW} ist und der Gleichrichtwert des Kondensatorstromes mit wachsendem R_{iW} sinkt, muß auch die Bauleistung, bezogen auf P_B, kleiner werden. Auf die maximale Ausgangsleistung P_{amaxN} bezogen, erhält man eine mit R_{iW} ansteigende Kurve, die ebenfalls in Bild 4.1.6.3/3 eingetragen ist.

4.1.6.4 Schalttransistoren

Die Gesichtspunkte, nach denen die Schalttransistoren ausgelegt werden müssen, sind recht vielseitig und nicht in einer einfachen Formel zu erfassen. Als charakteristische Größe wird hier die Schaltleistung berechnet, die sich aus dem Produkt der maximalen Scheitelwerte von Transistorstrom und Sperrspannung ergibt. Unter der Voraussetzung gleicher Schalthäufigkeit ist dies ein erster Anhaltspunkt für die Baugröße.

$$P_{Sch} = \hat{u}_{Spmax}\, \hat{i}_{Trmax}$$

Für die Wandlertransistoren Tr1 und Tr2 ergibt sich mit

$$\hat{i}_{Trmax} = \hat{i}_{pr1,2max} = I_{omax} = I_B$$

und

$$\hat{u}_{Spmax} = 2 \left(\frac{U_{oN}}{2} + R_{iW}\, I_B \right)$$

$$\frac{P_{Sch1,2}}{P_B} = 2 \left(1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right) \qquad (4.1.6.4/1)$$

Die auf P_B bezogene Schaltleistung steigt proportional mit dem Verlustwiderstand R_{iW}. Bezogen auf P_{amaxN}, ergibt sich für die Schaltleistung

$$\frac{P_{Sch1,2}}{P_{amaxN}} = 2 \left(1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right)^2 \qquad (4.1.6.4/2)$$

Diese beiden Beziehungen sind in Bild 4.1.6.4/1 graphisch dargestellt.

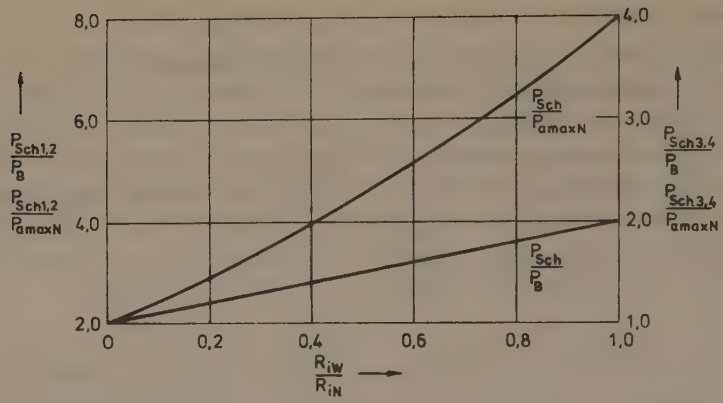


Bild 4.1.5.4/1 Schaltleistung der Wandler- und Bypasstransistoren $P_{Sch1,2}$ und $P_{Sch3,4}$ in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW}

Für die Bypasstransistoren Tr3 und Tr4 ist

$$\hat{i}_{Trmax} = \hat{i}_{pr1,2max} = I_{omax} = I_B$$

und

$$\hat{u}_{Spmax} = \frac{U_{oN}}{2} + R_{iW}\, I_B$$

Die Schaltleistung beträgt also

$$\frac{P_{Sch3,4}}{P_B} = 1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}} \qquad (4.1.6.4/3)$$

Sie ist wegen der geringeren Sperrspannung halb so groß wie die Schaltleistung der Wandlertransistoren. Dies gilt ebenso bei Bezug auf P_{amaxN}

$$\frac{P_{Sch3,4}}{P_{amaxN}} = \left(1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right)^2 \qquad (4.1.6.4/4)$$

Die Verläufe über dem Verlustwiderstand R_{iW} sind ebenfalls in Bild 4.1.6.4/1 dargestellt.

Alle Schaltleistungen sind unabhängig von der Größe der minimalen Generatorspannung U_{omin}.

4.2 Varianten der Betriebsweise des Bypasswandlers

Bei Berücksichtigung von Wandlerverlusten gelingt es mit dem Bypasswandler in der beschriebenen Betriebsweise nicht mehr, gleichzeitig mit der Ausgangsspannung auch den Generatorstrom konstant zu halten. Dies wird jedoch ohne Schaltungsänderung möglich, wenn man die Betriebsweise ändert. Zwei Lösungsmöglichkeiten, die aber beide neue Nachteile mit sich bringen, sollen hier kurz erläutert werden.

Um eine Konstanz des Generatorstromes zu bekommen, muß sichergestellt werden, daß die Last am Ausgang des Wandlers während der Bypassphase abgetrennt ist. Dies kann man erreichen, wenn man den stromführenden Wandlertransistor in dieser Zeit sperrt (Variante 1). Da der betreffende Wandlertransistor aber in der folgenden Kurzschlußphase wieder zugeschaltet werden muß, erhält man für die Wandlertransistoren Tr1 und Tr2 eine Verdopplung der Schalthäufigkeit und damit höhere Schaltverluste, die recht erheblich sein können.

Diese zusätzlichen Verluste lassen sich wiederum vermeiden, wenn man Bypass- und Kurzschlußphase nicht unmittelbar aufeinander folgen läßt, sondern durch eine Flußphase voneinander getrennt, so daß sie jeweils nur einmal pro Periode erscheinen (Variante 2). Zur Erläuterung dieser Betriebsweise soll Bild 4.2/1 dienen, in dem die Schaltzustände der Transistoren sowie die zeitlichen Verläufe von Primär-, Sekundär- und Bypassstrom und der Klemmenspannung u_{12} aufgetragen sind. Man erreicht, daß ohne Erhöhung der Schalthäufigkeit die Wandlertransistoren während der Bypassphase gesperrt sind und damit der Ausgang des Wandlers abgetrennt ist. Am Verlauf der Klemmenspannung u_{12} ist jedoch zu erkennen, daß die Drosselspannung u_L jetzt eine Periodendauer hat, die der Periodendauer T des Wandlers entspricht, wodurch sich eine Verdopplung der Bauleistung der Eingangsdrossel ergibt.

Da der Verlustwiderstand R_{iW} und damit die Lastabhängigkeit des Generatorstromes in der Regel klein ist, wird sich der Mehraufwand nur in Ausnahmefällen lohnen. Außerdem wäre dann der Betrieb mit Bypass im Sekundärkreis nicht möglich, der für viele Anwendungsfälle Vorteile bringt.

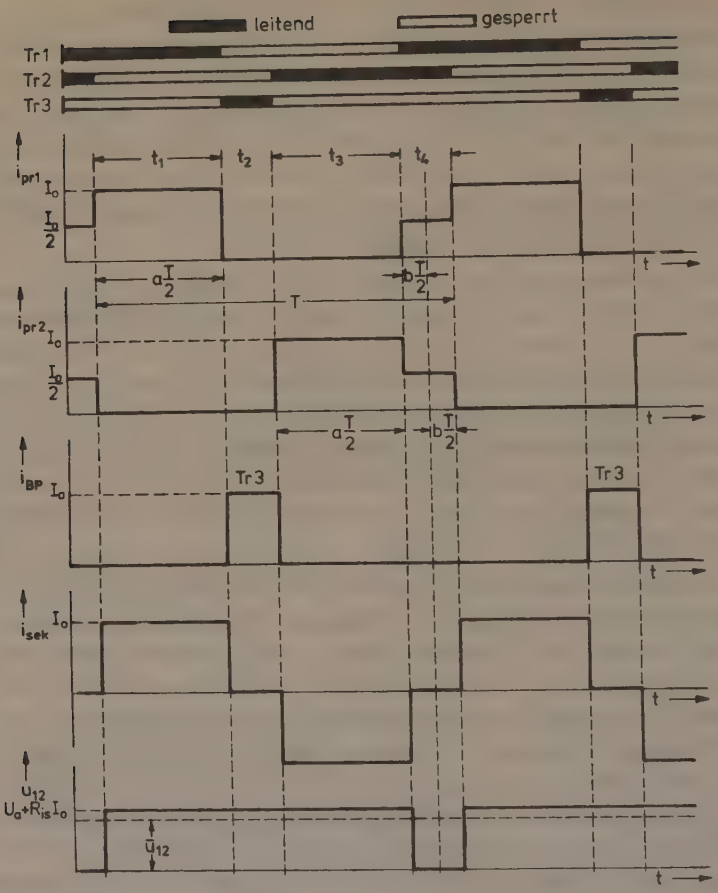


Bild 4.2/1 Zeitliche Verläufe von Strömen und Spannungen des Bypasswandlers in variierter Betriebsweise (Variante 2)

4.3 Wandler mit Bypass im Sekundärkreis

Legt man den Bypass in den Sekundärkreis des Wandlers, so besteht der Verlustwiderstand zwischen Bypass und Glättungskondensator, der die Betriebsweise des Wandlers beeinflußt, nur noch aus dem Ersatzwiderstand R_D, der die quadratisch stromabhängigen Verluste der Gleichrichterdioden berücksichtigt, und anteiligen Leitungswiderständen. Das Ersatzschaltbild dieses Wandlers, gültig für eine Halbperiode mit jeweils einer Fluß-, Bypass- und Kurzschlußphase, zeigt Bild 4.3/1 .

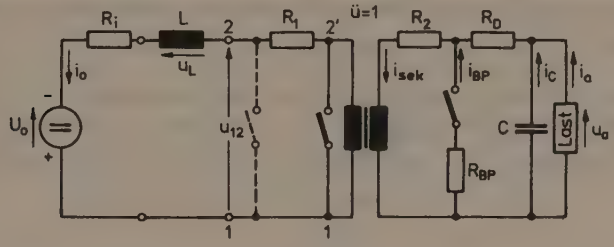


Bild 4.3/1 Ersatzschaltbild des Wandlers mit Bypass im Sekundärkreis für eine Halbperiode

Um einen Vergleich mit dem Wandler mit Bypass im Primärkreis durchführen zu können, werden in die folgende Rechnung jedoch ebenfalls die Ersatzwiderstände R_1 und R_2 einbezogen. Aus dem gleichen Grunde wird auch hier mit dem an die Klemmen 1 und 2 verlegten Kurzschließer gerechnet.

Die Schaltzustände der Transistoren bzw. Thyristoren und die zeitlichen Verläufe von Primär-, Sekundär- und Bypassstrom sind für den verlustlosen Wandler bereits in Bild 3.2.3/3 angegeben worden. Sie bleiben bei Berücksichtigung von Verlusten qualitativ unverändert. Abweichend hiervon ist der Verlauf der Klemmenspannung u_{12}, der wie beim Wandler mit Bypass im Primärkreis eine Spannungsabsenkung während der Bypassphase aufweist (Bild 4.1/2).

4.3.1 Der Bypasswiderstand

Auch bei diesem Wandler wird der Generatorstrom bei Leerlauf am Ausgang des Wandlers maximal. Der Bypasswiderstand muß daher so ausgelegt werden, daß in diesem Betriebspunkt an ihm die Spannung U_a abfällt. Damit ergibt sich bei Nenngeneratorspannung aus dem Ersatzschaltbild

$$U_{oN} - (R_{iN} + R_1 + R_2)\, I_{ol} = R_{BP}\, I_{ol} = U_a = \frac{U_{oN}}{2}$$

wobei I_{ol} der Generatorstrom bei Leerlauf am Ausgang des Wandlers ist. Für den Bypasswiderstand erhält man daraus

$$R_{BP} = R_{iN} + R_1 + R_2 \qquad (4.3.1/1)$$

Aufgrund des anderen Bypasswiderstandes ergeben sich auch für den Steuerparameter a, den Generatorstrom I_o und die Klemmenspannung $\bar{u}_{12}$ andere Beziehungen als beim Primärbypasswandler.

4.3.2 Die Steuerparameter

Der Steuerparameter b kann unverändert übernommen werden. Nach Gl. (4.1.2/1) gilt

$$b = 1 - \frac{U_o}{U_{oN}}$$

Der Steuerparameter a läßt sich aus den Gleichungen (4.1.2/2), (4.1.2/3) und (4.1.2/4) bestimmen. Setzt man R_i nach Gl. (3.2.3/7), b nach Gl. (4.1.2/1) und R_{BP} nach Gl. (4.3.1/1) ein, erhält man schließlich

$$a = \frac{U_o}{U_{oN}} \left[1 + \frac{1}{2} \frac{P_a}{P_B} \frac{U_{oN}}{U_o} \left(1 - \frac{R_D}{R_{iN}}\right) - \sqrt{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{P_a}{P_B} \frac{U_{oN}}{U_o} \left(1 - \frac{R_D}{R_{iN}}\right)\right)^2 - \frac{P_a}{P_B} \frac{U_{oN}}{U_o} \left(2 + \frac{R_1 + R_2}{R_{iN}}\right)} \right] \qquad (4.3.2/1)$$

Der Steuerparameter a ist eine Funktion der Ausgangsleistung P_a mit der Generatorspannung U_o und den Verlustwiderständen R_D und $(R_1 + R_2)$ als Parameter. Zur übersichtlicheren graphischen Darstellung wird die Anzahl der Parameter reduziert,

indem für die Verlustwiderstände R_D und $(R_1 + R_2)$ ein festes Verhältnis gewählt wird. Da $(R_1 + R_2) = R_{Tr} + R_{pr} + R_{sek}$ ist und in der Praxis R_{Tr}, R_{pr}, R_{sek} und R_D etwa gleichgroß sind, wird $(R_1 + R_2)/R_D = 3$ gesetzt, so daß mit $R_{iW} = R_1 + R_2 + R_D$ gilt

$$R_1 + R_2 = \frac{3}{4} R_{iW}$$

$$R_D = \frac{1}{4} R_{iW}$$

Damit ergibt sich eine Abhängigkeit des Steuerparameters a von der Ausgangsleistung mit U_o und R_{iW} als Parameter, die in Bild 4.3.2/1, bezogen auf die Generatorspannung U_o, dargestellt ist. Die Kurvenverläufe ähneln denen des Primärbypass-

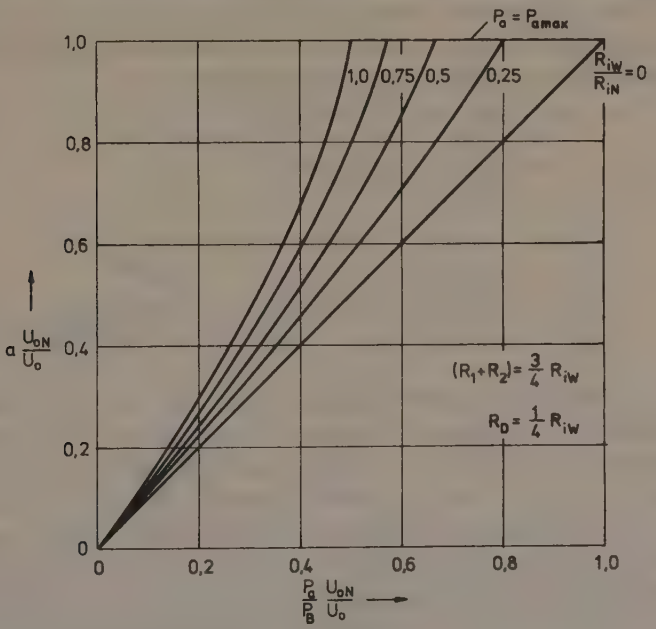


Bild 4.3.2/1 Steuerparameter a in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

wandlers. Für $R_{iW} = 0$ ergibt sich eine identische lineare Beziehung. Setzt man in Gl. (4.3.2/1) $a = 1 - b = U_o/U_{oN}$, erhält man für die maximale Ausgangsleistung übereinstimmend

mit dem Primärbypasswandler

$$\frac{P_{amax}}{P_B} = \frac{\frac{U_o}{U_{oN}}}{1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}} \qquad (4.3.2/2)$$

4.3.3 Der Generatorstrom

Aus den Gleichungen (4.1.2/2), (4.1.2/3) und (4.1.2/4) läßt sich nach Elemination des Steuerparameters a auch eine Beziehung für den Generatorstrom I_o ableiten. Setzt man wieder R_i nach Gl. (3.2.3/7), b nach Gl. (4.1.2/1) und R_{BP} nach Gl. (4.3.1/1) ein, erhält man schließlich

$$\frac{I_o}{I_B} = \frac{1 - \frac{1}{2}\frac{P_a}{P_B}\frac{U_{oN}}{U_o}\left(\frac{R_D}{R_{iN}} - 1\right)}{2 + \frac{R_1 + R_2}{R_{iN}}} + \sqrt{\left[\frac{1 - \frac{1}{2}\frac{P_a}{P_B}\frac{U_{oN}}{U_o}\left(\frac{R_D}{R_{iN}} - 1\right)}{2 + \frac{R_1 + R_2}{R_{iN}}}\right]^2 - \frac{\frac{P_a}{P_B}\frac{U_{oN}}{U_o}}{2 + \frac{R_1 + R_2}{R_{iN}}}} \qquad (4.3.3/1)$$

Den Verlauf des Generatorstromes über der auf die Generatorspannung U_o bezogenen Ausgangsleistung zeigt Bild 4.3.3/1 . Parameter ist der Verlustwiderstand R_{iW}, wobei $R_D = 1/4\ R_{iW}$ und $(R_1 + R_2) = 3/4\ R_{iW}$ gesetzt worden ist. Für $R_{iW} = 0$ ist I_o unabhängig von der Ausgangsleistung. Für $R_{iW} \neq 0$ steigt der Generatorstrom mit sinkender Ausgangsleistung. Durch den Einfluß der Verlustwiderstände R_1 und R_2 ist der Generatorstrom auch bei $P_a = 0$ abhängig vom Parameter R_{iW}. Die gestrichelt eingetragene Grenzkurve stimmt mit der des Primärbypasswandlers überein. Dies gilt allgemein für die Grenzkurven aller Betriebsgrößen, denn in diesen Betriebszuständen wird der Bypasswiderstand, der die Unterschiede verursacht, nicht zugeschaltet.

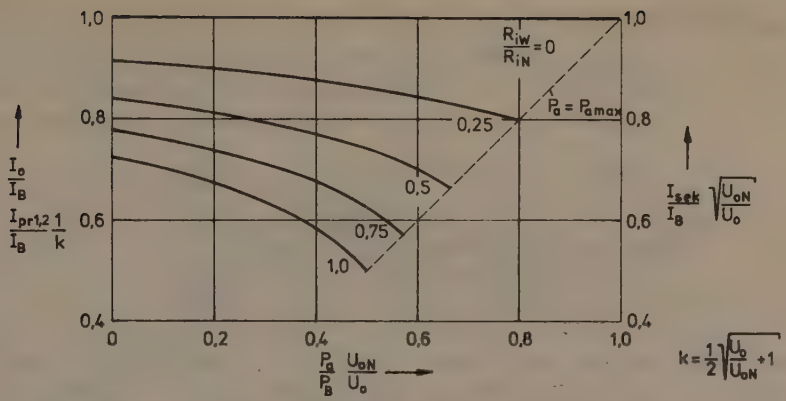


Bild 4.3.3/1 Generatorstrom I_o sowie die Effektivwerte von Primärstrom $i_{pr1,2}$ und Sekundärstrom i_{sek} in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung
$(R_1 + R_2) = 3/4\ R_{iW}$; $R_D = 1/4\ R_{iW}$

4.3.4 Die Klemmenspannung $\bar{u}_{12}$

Für den Mittelwert der Klemmenspannung u_{12} gilt nach Gl. (4.1.5/1)

$$\frac{\bar{u}_{12}}{U_{oN}} = \frac{U_o}{U_{oN}} \left(1 - \frac{1}{2}\frac{I_o}{I_B}\right)$$

Setzt man I_o nach Gl. (4.3.3/1) in diese Gleichung ein, erhält man $\bar{u}_{12}$ in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung mit dem Verlustwiderstand R_{iW} als Parameter. Diese Beziehung ist, auf die Generatorspannung U_o bezogen, in Bild 4.3.4/1 graphisch dargestellt. Für $R_{iW} = 0$ ist $\bar{u}_{12}$ erwartungsgemäß konstant. Für $R_{iW} \neq 0$ steigt der Mittelwert mit wachsender Ausgangsleistung und hat somit die gleiche Tendenz wie beim Primärbypasswandler. Im Gegensatz zu diesem zeigt sich hier jedoch auch bei $P_a = 0$ eine Abhängigkeit vom Parameter R_{iW}, die wieder auf den Einfluß der Verlustwiderstände R_1 und R_2

zurückzuführen ist.

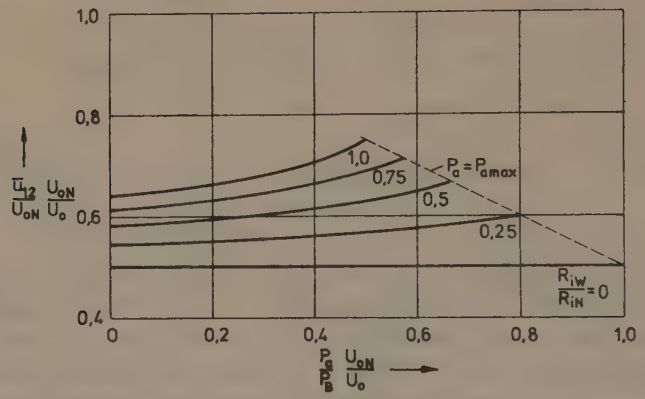


Bild 4.3.4/1 Mittelwert der Klemmenspannung u_{12} in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung
$(R_1 + R_2) = 3/4\ R_{iW}$; $R_D = 1/4\ R_{iW}$

4.3.5 Bauleistungen der Wandlerkomponenten

4.3.5.1 Transformator

Für die Bauleistung des Transformators gilt nach Gleichung (4.1.6.1/6)

$$\frac{P_{bT}}{P_B} = \frac{\pi}{2}\frac{1}{\sqrt{2}}\frac{\bar{u}_{12max}}{U_{oN}}\left(2\frac{I_{pr1,2max}}{I_B} + \frac{I_{sekmax}}{I_B}\right)$$

Der maximale Mittelwert der Klemmenspannung u_{12} tritt nach Bild 4.3.4/1 bei $U_o = U_{oN}$ und $P_a = P_{amax}$ auf. Da diese Werte auf der Grenzkurve liegen, ergibt sich wie beim Primärbypasswandler

$$\frac{\bar{u}_{12max}}{U_{oN}} = 1 - \frac{1}{2}\frac{1}{1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}} \qquad (4.3.5.1/1)$$

unabhängig von der minimalen Generatorspannung U_{omin}.

Die Effektivwerte von Primär- und Sekundärstrom werden wieder unter Vernachlässigung der Restwelligkeit von Generatorstrom und Ausgangsspannung bestimmt. Für den Effektivwert des Primärstromes ergibt sich aus Bild 3.2.3/3 die Beziehung

$$\frac{I_{pr1,2}}{I_B} = \frac{I_o}{I_B}\sqrt{\frac{1}{2}\left(1 - \frac{1}{2}b\right)}$$

Mit Gl. (4.1.2/1) für den Steuerparameter b wird dann

$$\frac{I_{pr1,2}}{I_B} = \frac{1}{2}\frac{I_o}{I_B}\sqrt{1 + \frac{U_o}{U_{oN}}} \qquad (4.3.5.1/2)$$

Hierin muß I_o nach Gl. (4.3.3/1) eingesetzt werden. Der Effektivwert des Primärstromes hat die gleiche Abhängigkeit von der Ausgangsleistung wie der Generatorstrom I_o und unterscheidet sich von diesem nur durch eine andere Abhängigkeit vom Parameter U_o. Er ist daher ebenfalls in Bild 4.3.3/1 eingetragen.

Der Effektivwert des Sekundärstromes ergibt sich aus Bild 3.2.3/3 zu

$$\frac{I_{sek}}{I_B} = \sqrt{1 - b}\,\frac{I_o}{I_B}$$

Mit Gl. (4.1.2/1) erhält man daraus

$$\frac{I_{sek}}{I_B} = \frac{I_o}{I_B}\sqrt{\frac{U_o}{U_{oN}}} \qquad (4.3.5.1/3)$$

wobei wieder I_o nach Gl. (4.3.3/1) eingesetzt werden muß. Auch der Effektivwert des Sekundärstromes unterscheidet sich vom Generatorstrom lediglich durch eine andere Abhängigkeit vom Parameter U_o, so daß er mit in Bild 4.3.3/1 eingetragen werden kann.

Die maximalen Effektivwerte von Primär- und Sekundärstrom treten also bei $P_a = 0$ und $U_o = U_{oN}$ auf und sind damit unabhängig von U_{omin}. Für $P_a = 0$ und $U_o = U_{oN}$ ergibt sich aus Gl. (4.3.3/1) für den Generatorstrom

$$\frac{I_{omax}}{I_B} = \frac{2}{2 + \frac{R_1 + R_2}{R_{iN}}} \qquad (4.3.5.1/4)$$

Mit den Gleichungen (4.3.5.1/1) bis (4.3.5.1/4) erhält man

schließlich für die Bauleistung des Transformators

$$\frac{P_{bT}}{P_B} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}}\right)\left(\frac{1+\sqrt{2}}{2 + \frac{R_1 + R_2}{R_{iN}}}\right) \qquad (4.3.5.1/5)$$

Bezieht man die Bauleistung auf die maximale Ausgangsleistung P_{amaxN}, ergibt sich mit Gl. (4.3.2/2)

$$\frac{P_{bT}}{P_{amaxN}} = \left(1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right) \frac{P_{bT}}{P_B} \qquad (4.3.5.1/6)$$

Der Verlauf der Transformatorbauleistung über dem Verlustwiderstand R_{iW} ist in Bild 4.3.5.1/1 dargestellt, wobei $(R_1 + R_2) = 3/4\ R_{iW}$ gesetzt worden ist.

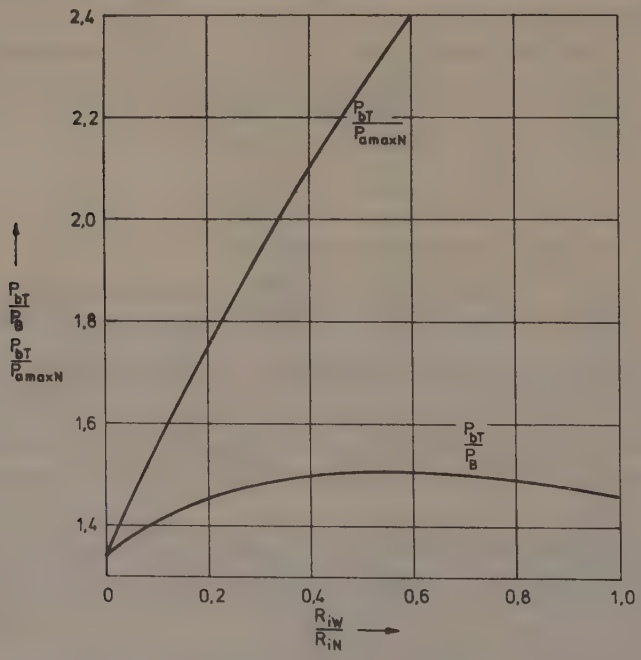


Bild 4.3.5.1/1 Bauleistung P_{bT} des Transformators in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW} $(R_1 + R_2) = 3/4\ R_{iW}$

4.3.5.2 Eingangsdrossel

Für die Bauleistung der Eingangsdrossel gilt nach Gl. (4.1.6.2/5)

$$P_{bL} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{T_L}{T} |\overline{u_L}|_{max} \bar{i}_{wmax} \left(\frac{\bar{i}_w}{\Delta i_{max}} + \frac{1}{2} \frac{|\overline{u_L}|}{|\overline{u_L}|_{max}} \right)_{max}$$

Für den Gleichrichtwert der Drosselspannung gilt wie beim Primärbypasswandler nach Bild 4.1/2

$$|\overline{u_L}| = a\, \hat{u}_{L+} + b\, \hat{u}_{L-} + \left| R_{BP} I_o - \bar{u}_{12} \right| (1 - a - b)$$

Die beiden Steuerparameter werden mit Hilfe der Gleichungen (4.1.2/1) und (4.1.2/2) ersetzt. Mit $\hat{u}_{L-}$ nach Gl. (4.1.6.2/6) und $\hat{u}_{L+}$ nach Gl. (4.1.6.2/7) und $R_{BP} = R_{iN} + R_1 + R_2$ ergibt sich für den Gleichrichtwert der Drosselspannung

$$\frac{|\overline{u_L}|}{U_{oN}} = \frac{I_B}{I_o} \frac{P_a}{P_B} \left(\frac{1}{2} - \frac{U_o}{U_{oN}} \right) + \frac{1}{2} \frac{P_a}{P_B} \left(\frac{U_o}{U_{oN}} + \frac{R_{iW}}{R_{iN}} \right) + \left(1 - \frac{U_o}{U_{oN}}\right) \cdot \left(1 - \frac{1}{2} \frac{I_o}{I_B}\right) \frac{U_o}{U_{oN}} + \left| \frac{1}{2} \frac{I_o}{I_B} \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_{iN}}\right) - \frac{U_o}{U_{oN}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{I_o}{I_B}\right) \right| \cdot \left(\frac{U_o}{U_{oN}} - \frac{P_a}{P_B} \frac{I_B}{I_o} \right) \qquad (4.3.5.2/1)$$

Hierin muß der Generatorstrom I_o nach Gl. (4.3.3/1) eingesetzt werden. In Bild 4.3.5.2/1 ist $|\overline{u_L}|$ in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung mit U_o und R_{iW} als Parameter dargestellt für den Fall, daß $(R_1 + R_2) = 3/4\ R_{iW}$ und $R_D = 1/4\ R_{iW}$ ist. Es ergeben sich ähnliche Verläufe wie beim Primärbypasswandler. Die maximalen Gleichrichtwerte treten ebenfalls bei P_{amax} und $U_o = U_{oN}/2$ auf. Da die Grenzkurven bei Primär- und Sekundärbypasswandler identisch sind, erhält man für $|\overline{u_L}|_{max}$ übereinstimmend

$$\frac{|\overline{u_L}|_{max}}{U_{oN}} = \frac{1}{4} \left(1 + \frac{\frac{R_{iW}}{R_{iN}}}{1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}} \right) \qquad (4.3.5.2/2)$$

Bei einer angenommenen maximalen Stromschwankungsbreite von $\Delta i_{max} = 0{,}2\ I_B$ treten die maximalen Scheitelwerte des Wicklungsstromes auch hier stets bei $P_a = 0$ auf. Setzt man wieder $T_L = T/2$ und $\bar{i}_{wmax} = \bar{i}_w(P_a = 0) = I_{omax}$, erhält man für die Drosselbauleistung

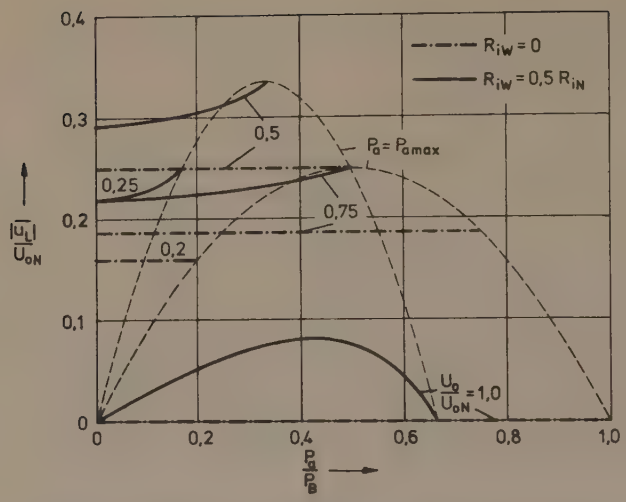


Bild 4.3.5.2/1 Gleichrichtwert der Drosselspannung u_L in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung $(R_1 + R_2) = 3/4\ R_{iW}$; $R_D = 1/4\ R_{iW}$

$$\frac{P_{bL}}{P_B} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{I_{omax}}{I_B} \frac{|\overline{u_L}|_{max}}{U_{oN}} \left(5 \frac{I_{omax}}{I_B} + \frac{1}{2} \frac{|\overline{u_L}|(P_a=0)}{|\overline{u_L}|_{max}}\right) \quad (4.3.5.2/3)$$

und mit Gl. (4.3.2/2)

$$\frac{P_{bL}}{P_{amaxN}} = \left(1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right) \frac{P_{bL}}{P_B} \quad (4.3.5.2/4)$$

Hierin ist I_{omax} nach Gl. (4.3.5.1/4) einzusetzen.

Im Bereich $0 \leq U_{omin} \leq U_{oN}/2$ wird $|\overline{u_L}|_{max}$ nach Gl. (4.3.5.2/2) und $|\overline{u_L}|(P_a=0)$ nach Gl. (4.3.5.2/1) mit $U_o = U_{oN}/2$ eingesetzt. In diesem Bereich ist die Drosselbauleistung unabhängig von der minimalen Generatorspannung U_{omin}. Sie ist in Bild 4.3.5.2/2, bezogen auf P_B und P_{amaxN}, über dem Verlustwiderstand R_{iW} graphisch dargestellt. Im Gegensatz zum Primär-

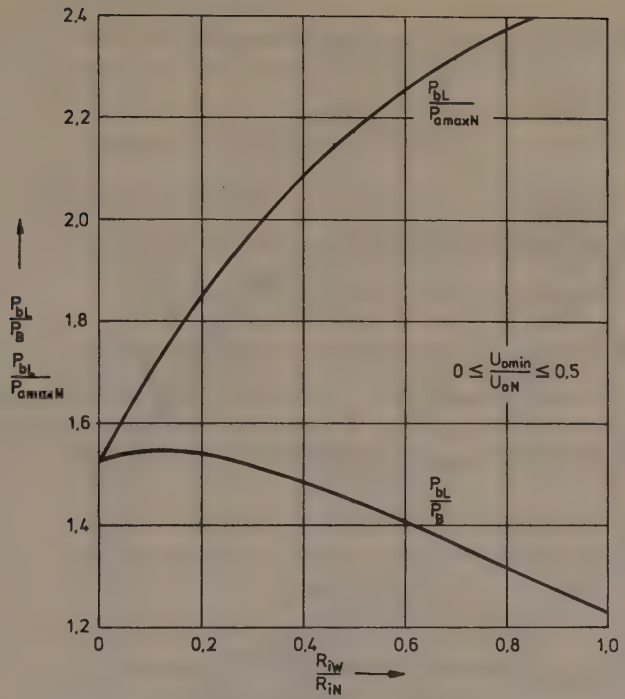


Bild 4.3.5.2/2 Bauleistung P_{bL} der Eingangsdrossel in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW}
$(R_1 + R_2) = 3/4\ R_{iW}$

bypasswandler steigt beim Sekundärbypasswandler die auf P_B bezogene Drosselbauleistung mit wachsendem Verlustwiderstand R_{iW} zunächst geringfügig an und fällt dann monoton.

Im Bereich $U_{oN}/2 \leq U_{omin} \leq U_{oN}$ muß der maximale Gleichrichtwert der Drosselspannung wieder durch ein numerisches Verfahren als Maximalwert bei $P_a = P_{amax}$ bzw. als Extremwert aus Gl. (4.3.5.2/2) bestimmt werden, wobei $U_o = U_{omin}$ gesetzt wird. Über der minimalen Generatorspannung U_{omin} ist die Bauleistung der Glättungsdrossel in Bild 4.3.5.2/3 aufgetragen. Sie hat einen ähnlichen Verlauf wie beim Wandler mit Bypass im Primärkreis.

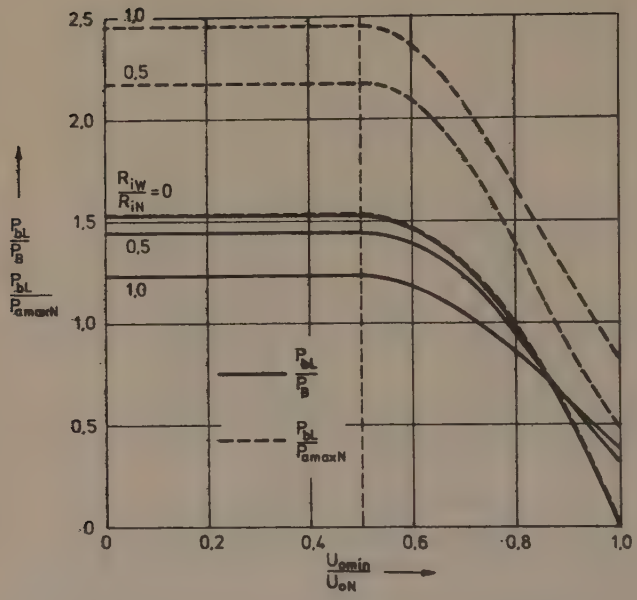


Bild 4.3.5.2/3 Bauleistung P_{bL} der Eingangsdrossel in Abhängigkeit von der minimalen Generatorspannung U_{omin}
$(R_1 + R_2) = 3/4\ R_{iW}$; $R_D = 1/4\ R_{iW}$

4.3.5.3 Glättungskondensator

Für den Glättungskondensator ist in Kap. 4.1.6.3 eine Bauleistung definiert worden. Nach Gl. (4.1.6.3/7) ist

$$\frac{P_{bC}}{P_B} = 6{,}05\,\frac{\pi}{4}\,\frac{|\overline{i_C}|_{max}}{I_B}$$

Für den Gleichrichtwert des Kondensatorstromes gilt wie beim Primärbypasswandler nach Gl. (4.1.6.3/11)

$$\frac{|\overline{i_C}|}{I_B} = 2\,\frac{P_a}{P_B}\left(1 - \frac{P_a}{P_B}\,\frac{I_B}{I_o}\right)$$

wobei nun aber I_o nach Gl. (4.3.3/1) eingesetzt werden muß. Über der Ausgangsleistung mit U_o und R_{iW} als Parameter aufgetragen, ergeben sich die in Bild 4.3.5.3/1 dargestellten Verläufe, die qualitativ mit denen beim Primärbypasswandler

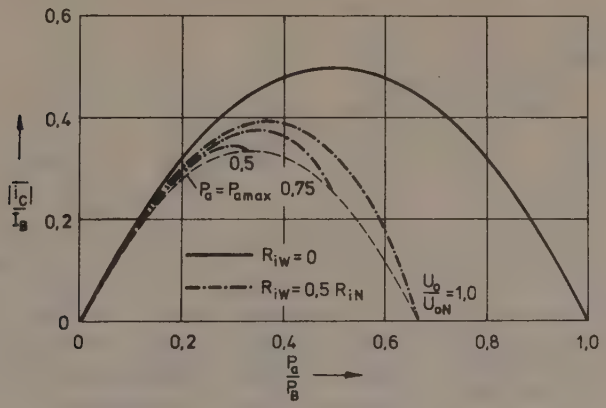


Bild 4.3.5.3/1 Gleichrichtwert des Kondensatorstromes i_C in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung $(R_1 + R_2) = 3/4\ R_{iW}$; $R_D = 1/4\ R_{iW}$

übereinstimmen. Die maximalen Gleichrichtwerte treten stets bei $U_o = U_{oN}$ auf. Die Bauleistung des Glättungskondensators ist somit unabhängig von der minimalen Generatorspannung U_{omin}. Für $|\overline{i_C}|_{max}$ läßt sich keine einfache mathematische

Beziehung angeben, die Maximalwerte sind daher mit Hilfe eines numerischen Verfahrens ermittelt worden.

Die Bauleistung des Glättungskondensators ist, bezogen auf P_B und P_{amaxN}, über dem Verlustwiderstand R_{iW} in Bild 4.3.5.3/2 dargestellt. Die Verläufe haben die gleiche Tendenz wie beim Primärbypasswandler.

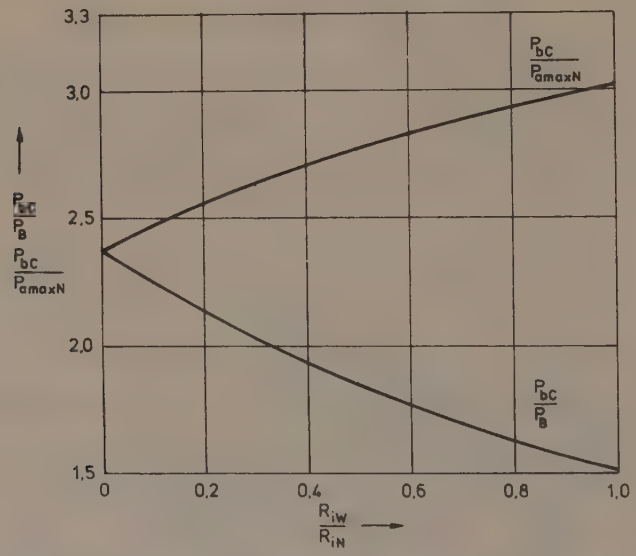


Bild 4.3.5.3/2 Bauleistung P_{bC} des Glättungskondensators in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW}
$(R_1 + R_2) = 3/4\ R_{iW}$; $R_D = 1/4\ R_{iW}$

4.3.5.4 Schalttransistoren und -thyristoren

In Kap. 4.1.6.4 ist zur Abschätzung der Baugröße der Schalttransistoren eine Schaltleistung definiert worden. Danach ist

$$P_{Sch} = \hat{u}_{Spmax}\, \hat{i}_{Trmax}$$

wobei $\hat{u}_{Sp}$ der Scheitelwert der Sperrspannung und $\hat{i}_{Tr}$ der Scheitelwert des Transistorstromes ist. Für die Wandlertransistoren gilt

$$\hat{i}_{Trmax} = \hat{i}_{pr1,2max} = I_{omax}$$

Mit Gl. (4.3.5.1/4) wird schließlich

$$\frac{\hat{i}_{Trmax}}{I_B} = \frac{2}{2 + \frac{R_1 + R_2}{R_{iN}}}$$

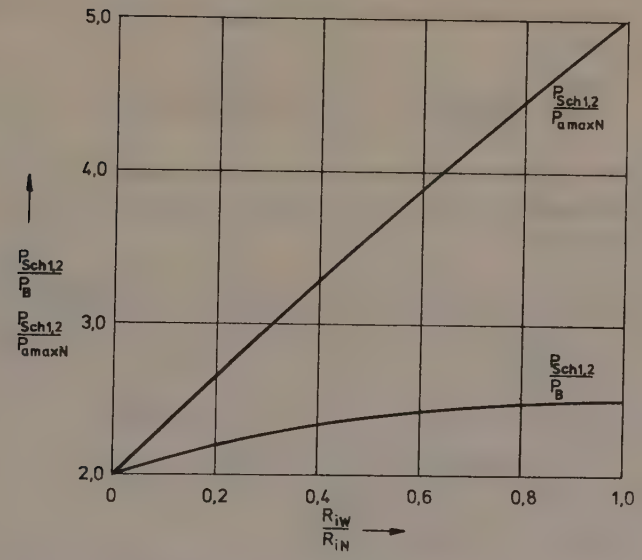


Bild 4.3.5.4/1 Schaltleistung $P_{Sch^1,2}$ der Wandlertransistoren Tr^1 und Tr2 in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW} $((R_1 + R_2) = 3/4\, R_{iW})$

Der maximale Scheitelwert der Sperrspannung beträgt für die Wandlertransistoren

$$\hat{u}_{Spmax} = 2 \left(\frac{U_{oN}}{2} + R_{iW} I_{omax} \right)$$

$$\frac{\hat{u}_{Spmax}}{U_{oN}} = 2 \left(\frac{1}{2} + \frac{\frac{R_{iW}}{R_{iN}}}{2 + \frac{R_1 + R_2}{R_{iN}}} \right)$$

Damit ergibt sich für die Schaltleistung der Wandlertransistoren Tr1 und Tr2 auf P_B bezogen

$$\frac{P_{Sch1,2}}{P_B} = 4 \left(1 + \frac{2 \frac{R_{iW}}{R_{iN}}}{2 + \frac{R_1 + R_2}{R_{iN}}} \right) \left(\frac{1}{2 + \frac{R_1 + R_2}{R_{iN}}} \right) \quad (4.3.5.4/1)$$

Auf die maximale Ausgangsleistung P_{amaxN} bezogen, erhält man nach Gl. (4.3.2/2)

$$\frac{P_{Sch1,2}}{P_{amaxN}} = \left(1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}} \right) \frac{P_{Sch1,2}}{P_B} \quad (4.3.5.4/2)$$

Die Beziehungen sind über dem Verlustwiderstand R_{iW} in Bild 4.3.5.4/1 graphisch dargestellt, wobei $(R_1 + R_2) = 3/4\ R_{iW}$ gesetzt worden ist.

Für die Auslegung von Thyristoren sind wie üblich der Spitzenwert der Sperrspannung und der Mittelwert des Thyristorstromes charakteristische Größen. Es wird daher für die Bypassthyristoren eine Thyristorschaltleistung aus dem Produkt dieser beiden Größen bestimmt.

$$P_{SchTh} = \hat{u}_{Spmax}\ \bar{i}_{Thmax}$$

Der maximale Mittelwert des Thyristorstromes tritt bei Leerlauf am Ausgang des Wandlers auf

$$\frac{\bar{i}_{Thmax}}{I_B} = \frac{I_{omax}}{I_B} = \frac{2}{2 + \frac{R_1 + R_2}{R_{iN}}}$$

Dieser maximale Mittelwert ist übrigens bei diesem Wandler

identisch mit dem maximalen Scheitelwert. Der maximale Scheitelwert der Sperrspannung ergibt sich als Grenzwert ebenfalls bei Leerlauf am Wandlerausgang und beträgt

$$\hat{u}_{Spmax} = \frac{U_{oN}}{2} + R_D \, I_{omax}$$

$$\frac{\hat{u}_{Spmax}}{U_{oN}} = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{2\,\frac{R_D}{R_{iN}}}{2 + \frac{R_1 + R_2}{R_{iN}}}\right)$$

Damit erhält man für die Schaltleistung der Bypassthyristoren Th1 und Th2 auf P_B bezogen

$$\frac{P_{SchTh1,2}}{P_B} = \left(1 + \frac{2\,\frac{R_D}{R_{iN}}}{2 + \frac{R_1 + R_2}{R_{iN}}}\right) \frac{2}{2 + \frac{R_1 + R_2}{R_{iN}}} \qquad (4.3.5.4/3)$$

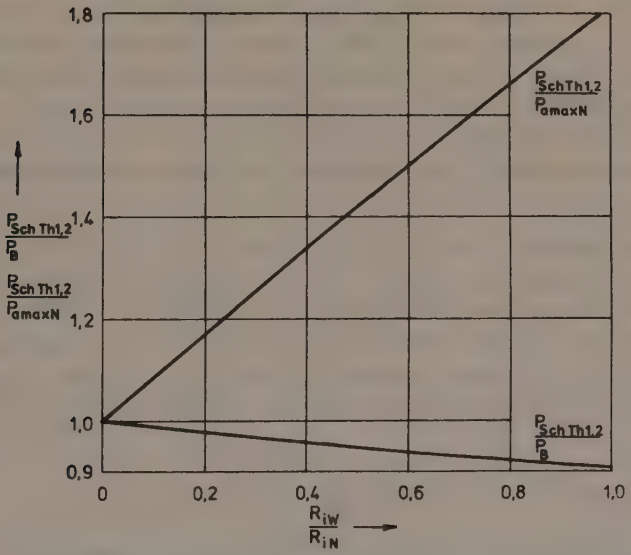


Bild 4.3.5.4/2 Schaltleistung $P_{SchTh1,2}$ der Bypassthyristoren Th1 und Th2 in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW}
$(R_1 + R_2) = 3/4\ R_{iW}$; $R_D = 1/4\ R_{iW}$

Auf die maximale Ausgangsleistung P_{amaxN} bezogen, ergibt sich

$$\frac{P_{SchTh1,2}}{P_{amaxN}} = (1 + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}) \frac{P_{SchTh1,2}}{P_B} \qquad (4.3.5.4/4)$$

Die Schaltleistungen sind in Bild 4.3.5.4/2 über dem Verlustwiderstand R_{iW} graphisch dargestellt, wobei wieder $(R_1 + R_2) = 3/4\ R_{iW}$ und $R_D = 1/4\ R_{iW}$ gesetzt worden ist.

4.4 Wandler ohne Bypass

Beim Wandler ohne Bypass tritt keine Beeinflussung der prinzipiellen Wirkungsweise durch Wandlerverluste auf. Da jedoch später ein Vergleich der Wandlerschaltungen durchgeführt werden soll, wird bei der folgenden Schaltungsanalyse ebenfalls der Verlustwiderstand $R_{iW} = R_1 + R_2 + R_D$ berücksichtigt, so daß das Ersatzschaltbild der Bypasswandler auch für den Wandler ohne Bypass gültig ist, wenn man nur den Bypass fortläßt (vgl. Bilder 4.1/1 und 4.3/1).

Der Verlustwiderstand R_{iW} ändert qualitativ nichts an den Schaltzuständen der Transistoren sowie den zeitlichen Verläufen von Primär- und Sekundärstrom, wie sie bereits in Bild 3.3.1/2 für den verlustlosen Wandler dargestellt worden sind. Lediglich die Klemmenspannung u_{12} hat einen um den Spannungsabfall $R_{iW} \cdot I_o$ höheren Scheitelwert (Bild 4.4/1)

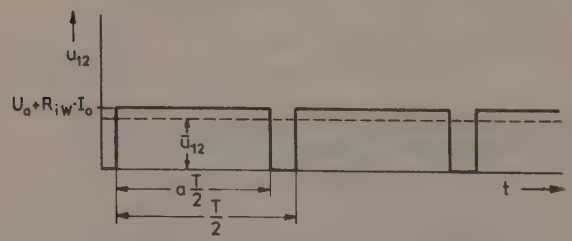


Bild 4.4/1

Zeitlicher Verlauf der Klemmenspannung u_{12}

4.4.1 Die Ausgangsspannung

Wie schon bei der Behandlung der verlustlosen Wandler festgestellt worden ist, stehen Ausgangsleistung P_a, Aussteuerung a und Ausgangsspannung U_a des Wandlers in einem festen Verhältnis zueinander, für das nach Gl. (3.2.3/11) gilt:

$$P_a = U_a I_a = U_a \overline{|i_{sek}|} = U_a \, a \, \hat{i}_{sek}$$

Normiert ergibt sich also für die Ausgangsleistung mit $\hat{i}_{sek} = I_o$

$$\frac{P_a}{P_B} = 2 \, a \, \frac{I_o}{I_B} \frac{U_a}{U_{oN}} \qquad (4.4.1/1)$$

Der Generatorstrom I_o läßt sich eleminieren mit Hilfe von zwei Gleichungen für den Mittelwert der Klemmenspannung u_{12}. Aus Bild 4.4/1 errechnet sich $\bar{u}_{12}$ zu

$$\bar{u}_{12} = a \, (U_a + R_{iW} \, I_o) \qquad (4.4.1/2)$$

Außerdem gilt unverändert Gl. (3.3.2/3)

$$\bar{u}_{12} = U_o - R_i \, I_o \qquad (4.4.1/3)$$

Setzt man nach Gl. (3.2.3/7) $R_i/R_{iN} = U_o/U_{oN}$, erhält man für die Ausgangsleistung

$$\frac{P_a}{P_B} = \frac{4 \, a \, \frac{U_o}{U_{oN}} \frac{U_a}{U_{oN}} - 4 \, a^2 \left(\frac{U_a}{U_{oN}} \right)^2}{a \, \frac{R_{iW}}{R_{iN}} + \frac{U_o}{U_{oN}}} \qquad (4.4.1/4)$$

Die Funktion $P_a = f(a)$ hat ein durch Differentiation bestimmbares Maximum, das bei

$$(a)_{P_{amax}} = \frac{U_o}{U_{oN}} \left(\sqrt{\frac{R_{iN}}{R_{iW}} \left(\frac{R_{iN}}{R_{iW}} + \frac{U_{oN}}{U_a} \right)} - \frac{R_{iN}}{R_{iW}} \right) \qquad (4.4.1/5)$$

liegt, wobei man sinnvoll $(a)_{P_{amax}}$ gleich der maximalen Aussteuerung a_{max} setzt. Man erhält somit für die maximale Ausgangsleistung

$$\frac{P_{amax}}{P_B} = 4 \frac{U_o}{U_{oN}} \frac{U_a}{U_{oN}} \frac{\frac{U_{oN}}{U_o}(a)_{P_{amax}} - (a)^2_{P_{amax}} \left(\frac{U_{oN}}{U_o}\right)^2 \frac{U_a}{U_{oN}}}{(a)_{P_{amax}} \frac{U_{oN}}{U_o} \frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 1}$$

(4.4.1/6)

wobei $(a)_{P_{amax}}$ nach Gl. (4.4.1/5) einzusetzen ist. Durch die vorgenommene Umformung in Gl. (4.4.1/6) ist sofort zu erkennen, daß die maximale Ausgangsleistung erwartungsgemäß proportional der Generatorspannung U_o ist. Die auf U_o bezogene maximale

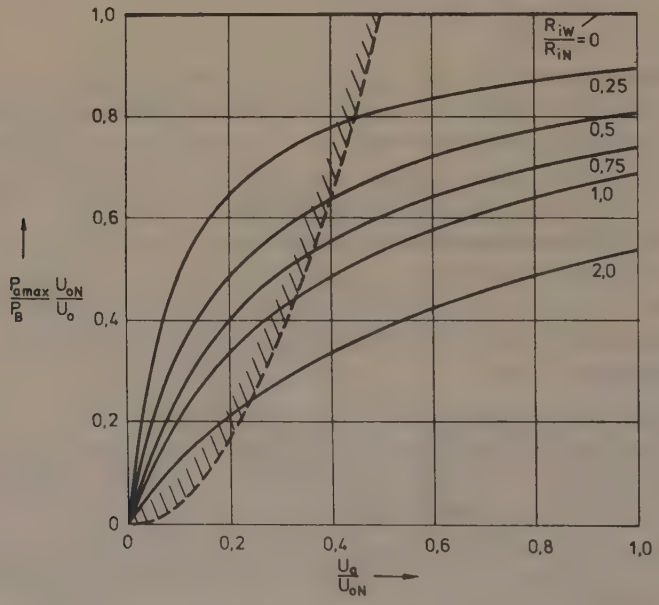


Bild 4.4.1/1 Maximale Ausgangsleistung P_{amax} in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung U_a

Ausgangsleistung ist in Bild 4.4.1/1 in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung U_a mit R_{iW} als Parameter aufgetragen. Der Steuerparameter a darf höchstens gleich 1 werden, ist jedoch nach Gl. (4.4.1/5) proportional der Generatorspannung U_o. Es

gilt demnach $a_{max} = U_o/U_{oN}$. Setzt man diesen Wert in Gl. (4.4.1/6) ein und eleminiert R_{iW} mit Hilfe von Gl. (4.4.1/5), erhält man die Gleichung einer Grenzkurve

$$\frac{P_{amax}}{P_B} = 4 \left(\frac{U_a}{U_{oN}} \right)^2 \frac{U_o}{U_{oN}} \qquad (4.4.1/7)$$

die in Bild 4.4.1/1 gestrichelt eingetragen ist. Es sind also nur Werte rechts dieser Kurve oder auf ihr möglich. Es zeigt sich, daß für $R_{iW} \neq 0$ ohne weiteres keine optimale Ausgangsspannung angegeben werden kann. Wählt man bei Nenngeneratorspannung die maximale Aussteuerung $a_{max} = 1$ (Grenzkurve), kann der Wandler nicht angepaßt betrieben werden, die Ausgangsspannung ist kleiner als $U_{oN}/2$, die maximale Ausgangsleistung daher kleiner als beim Wandler mit Bypass. Wählt man andererseits $U_a = U_{oN}/2$, bleibt stets $a_{max} < 1$, und es ergibt sich eine größere maximale Ausgangsleistung als beim Wandler mit Bypass, da die Verluste des Wandlers nur während der nun verkürzten Flußphasen wirksam werden. Der Betrieb mit $a_{max} < 1$ führt jedoch zu einer Erhöhung der Bauleistung des Glättungskondensators. Aus diesem Grund wird die Ausgangsspannung so gewählt, daß bei $U_o = U_{oN}$ $a_{max} = 1$ ist. Damit erhält man aus Gl. (4.4.1/5) sofort für die Ausgangsspannung

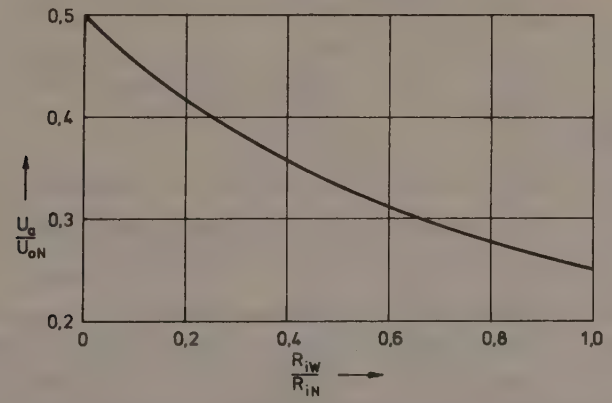


Bild 4.4.1/2 Ausgangsspannung U_a in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW}

$$\frac{U_a}{U_{oN}} = \frac{1}{\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2} \qquad (4.4.1/8)$$

Ihre Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW} ist in Bild 4.4.1/2 graphisch dargestellt. Für $R_{iW} = 0$ gilt wie vereinbart $U_a = U_{oN}/2$. Mit wachsendem Verlustwiderstand sinkt die Ausgangsspannung monoton und geht theoretisch für $R_{iW} \to \infty$ gegen null.

4.4.2 Die maximale Ausgangsleistung

Die maximal vom Wandler abgebbare Leistung läßt sich aus Gl. (4.4.1/7) bestimmen, wenn U_a nach Gl. (4.4.1/8) eingesetzt wird

$$\frac{P_{amax}}{P_B} = 4 \frac{\frac{U_o}{U_{oN}}}{\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2\right)^2} \qquad (4.4.2/1)$$

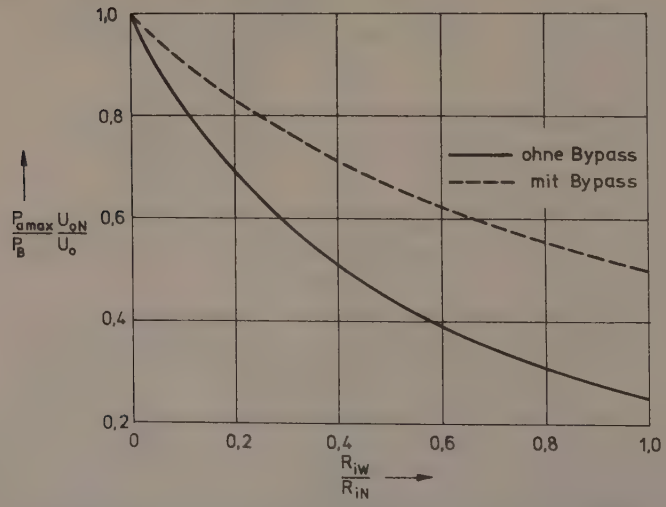


Bild 4.4.2/1 Maximale Ausgangsleistung P_{amax} in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW}

Die maximale Ausgangsleistung ist proportional der Generatorspannung U_o. Ihren auf U_o bezogenen Verlauf über dem Verlustwiderstand R_{iW} zeigt Bild 4.4.2/1 . Für $R_{iW} = 0$ ist $P_{amax}/P_B = U_o/U_{oN}$. Mit wachsendem R_{iW} sinkt die Ausgangsleistung. Sie ist dabei stets kleiner als beim Wandler mit Bypass, die in Bild 4.4.2/1 zum Vergleich gestrichelt eingetragen ist und gleichzeitig die maximale Ausgangsleistung bei Anpassung darstellt.

Durch die Wahl einer anderen Ausgangsspannung könnte der Wandler auch so betrieben werden, daß seine maximale Ausgangsleistung ebenso groß ist wie die des Wandlers mit Bypass. Da in diesem Fall jedoch $a_{max} < 1$ bliebe, würde dies zu einer unerwünschten Erhöhung der Bauleistung des Glättungskondensators führen.

4.4.3 Der Steuerparameter

Der Steuerparameter a errechnet sich aus Gl. (4.4.1/4) mit U_a nach Gl. (4.4.1/8) zu

$$a = \frac{1}{2}\frac{U_o}{U_{oN}}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2\right)\left[1 - \frac{1}{4}\frac{P_a}{P_B}\frac{U_{oN}}{U_o}\frac{R_{iW}}{R_{iN}}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2\right) \pm \sqrt{\left(1 - \frac{1}{4}\frac{P_a}{P_B}\frac{U_{oN}}{U_o}\frac{R_{iW}}{R_{iN}}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2\right)\right)^2 - \frac{P_a}{P_B}\frac{U_{oN}}{U_o}}\right] \qquad (4.4.3/1)$$

wobei wegen $0 \leq a \leq 1$ nur die negative Wurzel von physikalischer Bedeutung ist. Aufgrund der gleichzeitig vorgenommenen Umformung erkennt man, daß a $\frac{U_{oN}}{U_o}$ eine von U_o unabhängige Funktion von $\frac{P_a}{P_B}\frac{U_{oN}}{U_o}$ ist. Sie ist in Bild 4.4.3/1 graphisch dargestellt. Die Kurven beginnen alle im Ursprung unabhängig von Generatorspannung U_o und Verlustwiderstand R_{iW}. Mit wachsender Ausgangsleistung steigt der Steuerparameter parabolisch und erreicht für $P_a = P_{amax}$ den Wert $a = U_o/U_{oN}$ unabhängig vom Verlustwiderstand R_{iW}.

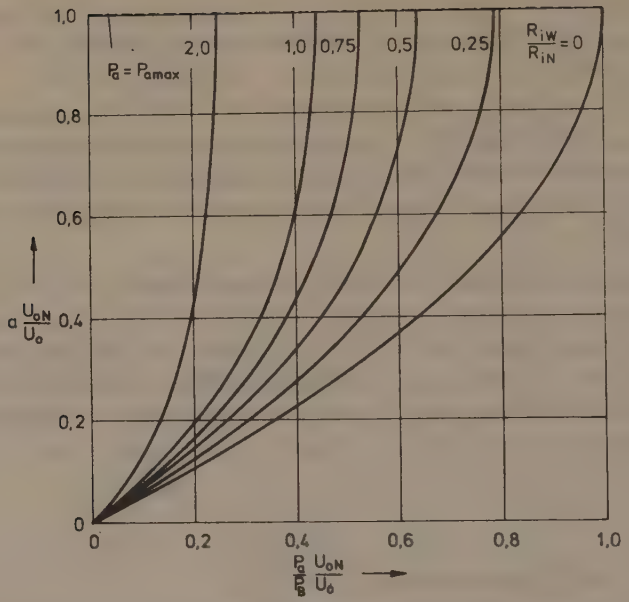


Bild 4.4.3/1 Steuerparameter a in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

4.4.4 Der Generatorstrom

Der Generatorstrom I_o läßt sich am einfachsten aus Gleichung (4.4.1/4) bestimmen, wenn man den Steuerparameter a mit Hilfe von Gl. (4.4.1/1) eleminiert.

$$\frac{I_o}{I_B} = 1 - \frac{1}{4} \frac{P_a}{P_B} \frac{U_{oN}}{U_o} \frac{R_{iW}}{R_{iN}} \left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2 \right)$$

$$\pm \sqrt{\left(1 - \frac{1}{4} \frac{P_a}{P_B} \frac{U_{oN}}{U_o} \frac{R_{iW}}{R_{iN}} \left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2 \right)\right)^2 - \frac{P_a}{P_B} \frac{U_{oN}}{U_o}} \qquad (4.4.4/1)$$

Hier ist analog zum verlustlosen Wandler (Kap. 3.3.2) nur die positive Wurzel von physikalischer Bedeutung. Bild 4.4.4/1 zeigt den Verlauf des Generatorstromes über der auf die Gene-

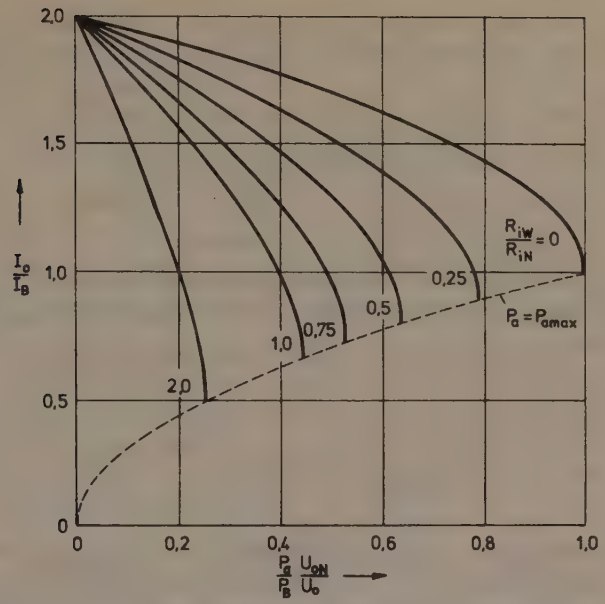


Bild 4.4.4/1 Generatorstrom I_o in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

ratorspannung U_o bezogenen Ausgangsleistung mit R_{iW} als Parameter. Die Kurvenschar beginnt in einem gemeinsamen Punkt bei $P_a = 0$ und $I_o = 2\ I_B$ und sinkt mit wachsender Ausgangsleistung parabolisch auf Werte von $I_o \leq I_B$, wobei im speziellen Fall $R_{iW} = 0$ $I_o = I_B$ ist. Für die gestrichelt eingetragene Grenzkurve ergibt sich aus Gl. (4.4.1/1) mit Gl. (4.4.1/7) und $a = U_o/U_{oN}$ die Beziehung

$$\frac{I_o}{I_B} = \sqrt{\frac{P_{amax}}{P_B}\,\frac{U_{oN}}{U_o}} \qquad (4.4.4/2)$$

4.4.5 Die Klemmenspannung $\bar{u}_{12}$

Der Mittelwert der Klemmenspannung u_{12} beträgt nach Gleichung (4.1.5/1) wie beim Bypasswandler

$$\frac{\bar{u}_{12}}{U_{oN}} = \frac{U_o}{U_{oN}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{I_o}{I_B}\right) \qquad (4.4.5/1)$$

wobei nun aber I_o nach Gl. (4.4.4/1) einzusetzen ist. Da $\frac{I_o}{I_B}$ eine von U_o unabhängige Funktion von $\frac{P_a}{P_B} \frac{U_{oN}}{U_o}$ ist, ergibt sich die Funktion $\frac{\bar{u}_{12}}{U_{oN}} \frac{U_{oN}}{U_o} = f\left(\frac{P_a}{P_B} \frac{U_{oN}}{U_o}\right)$ ebenfalls unabhängig von U_o. Sie ist mit R_{iW} als Parameter in Bild 4.4.5/1 graphisch dargestellt. Die Klemmenspannung $\bar{u}_{12}$ ist für $P_a = 0$ null (Kurzschluß des Generators) unabhängig vom Verlustwider-

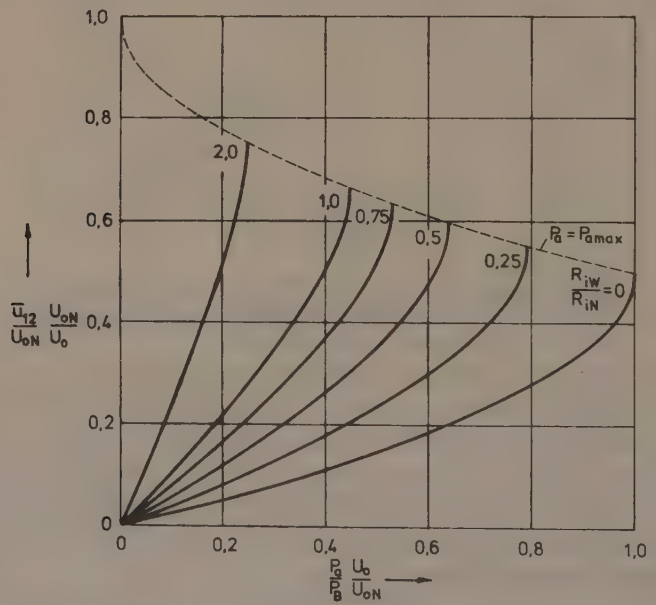


Bild 4.4.5/1 Mittelwert der Klemmenspannung u_{12} in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

stand und steigt für $P_a > 0$ bei konstanter Generatorspannung progressiv an. Bei $P_a = P_{amaxN}$ wird der für den verlustlosen Wandler ($R_{iW} = 0$) errechnete Wert von $\bar{u}_{12} = 0{,}5\ U_{oN}$ bei $R_{iW} \neq 0$ generell überschritten und zwar umso mehr, je größer der Verlustwiderstand R_{iW} ist. Die in Bild 4.4.5/1 gestrichelt einge-

tragene Grenzkurve, auf der alle Werte von $\bar{u}_{12}$ für $P_a = P_{amax}$ liegen, ergibt sich aus Gl. (4.4.5/1), wenn I_o nach Gl. (4.4.4/2) eingesetzt wird.

$$\frac{\bar{u}_{12}}{U_{oN}} = \frac{U_o}{U_{oN}} \left(1 - \frac{1}{2}\sqrt{\frac{P_{amax}}{P_B}\frac{U_{oN}}{U_o}}\right) \qquad (4.4.5/2)$$

4.4.6 Bauleistungen der Wandlerkomponenten

Für einen Vergleich der Schaltungen mit und ohne Bypass sind die Bauleistungen der einzelnen Komponenten besonders wichtig. Bei den Wandlern mit Bypass sind die Bauleistungen in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW} und von der minimal auftretenden Generatorspannung U_{omin} bestimmt worden (Kap. 4.1.6 und 4.3.5). Diese Abhängigkeiten werden nun auch für den Wandler ohne Bypass untersucht.

Wie beim Bypasswandler muß auch hier zur Berechnung der Bauleistungen von Eingangsdrossel und Glättungskondensator eine Restwelligkeit von Generatorstrom und Ausgangsspannung angenommen werden. Diese macht sich bei der Berechnung von Effektivwerten bemerkbar, auf Mittel- und Gleichrichtwerte hat sie keinen Einfluß, wenn man wieder voraussetzt, daß Generatorstrom und Ausgangsspannung sich während der Periode linear ändern. Die bereits berechneten Beziehungen für U_a, a, I_o und $\bar{u}_{12}$ können dann unverändert übernommen werden, wobei I_o und U_a als Mittelwerte zu verstehen sind und P_a die Gleichstromausgangsleistung ist, die sich aus dem Produkt der Mittelwerte von Ausgangsspannung und Ausgangsstrom ergibt.

4.4.6.1 Transformator

Für die Bauleistung des Transformators kann die bei der Behandlung des Bypasswandlers abgeleitete Gleichung (4.1.6.1/6) übernommen werden:

$$\frac{P_{bT}}{P_B} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{\bar{u}_{12max}}{U_{oN}} \left(2\frac{I_{pr1,2max}}{I_B} + \frac{I_{sekmax}}{I_B}\right)$$

Nach Bild 4.4.5/1 tritt der maximale Mittelwert der Klemmenspannung u_{12} bei $U_o = U_{oN}$ und $P_a = P_{amax}$ auf. Er ist somit unabhängig von der minimalen Generatorspannung U_{omin}. Nach Gl. (4.4.5/2) ergibt sich mit Gl. (4.4.2/1) für P_{amax} und $U_o = U_{oN}$

$$\frac{\bar{u}_{12max}}{U_{oN}} = \frac{\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 1}{\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2} \qquad (4.4.6.1/1)$$

Die Effektivwerte von Primär- und Sekundärstrom werden unter Vernachlässigung der Restwelligkeit von Generatorstrom und Ausgangsspannung ermittelt. Für den Effektivwert des Primärstromes ergibt sich aus Bild 3.3.1/2

$$\frac{I_{pr1,2}}{I_B} = \sqrt{\frac{1}{2} a \left(\frac{I_o}{I_B}\right)^2 + (1 - a)\left(\frac{1}{2}\frac{I_o}{I_B}\right)^2}$$

Ersetzt man den Steuerparameter a mit Hilfe von Gl. (4.4.1/1), wird der Effektivwert des Primärstromes

$$\frac{I_{pr1,2}}{I_B} = \sqrt{\frac{1}{4}\frac{I_o}{I_B}\left(\frac{1}{2}\frac{P_a}{P_B}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2\right) + \frac{I_o}{I_B}\right)} \qquad (4.4.6.1/2)$$

mit I_o nach Gl. (4.4.4/1). Den Verlauf des Effektivwertes des

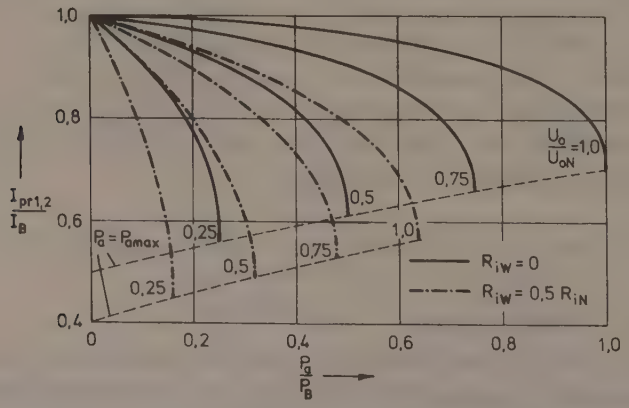


Bild 4.4.6.1/1 Effektivwert des Primärstromes $i_{pr1,2}$ in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

Primärstromes über der Ausgangsleistung mit U_o und R_{iW} als Parameter zeigt Bild 4.4.6.1/1 . Für $P_a = 0$ ist der Primärstrom $I_{pr1,2} = I_B$ unabhängig von den Parametern. Der Kurzschlußstrom von $I_o = 2\ I_B$, der in diesem Betriebszustand dauernd fließt, teilt sich zu gleichen Teilen auf die beiden Primärwicklungshälften auf. Mit steigender Ausgangsleistung sinkt der Effektivwert und erreicht seinen Minimalwert bei $P_a = P_{amax}$, der für $U_o < U_{oN}$ stets kleiner ist als für $U_o = U_{oN}$ und für $R_{iW} \neq 0$ stets kleiner ist als für $R_{iW} = 0$. Die Minimalwerte liegen auf einer von R_{iW} abhängigen Grenzkurve, die für $R_{iW} = 0$ und $R_{iW} = 0{,}5\ R_{iN}$ in Bild 4.4.6.1/1 gestrichelt eingetragen ist. Ihre Gleichung erhält man, indem man I_o bei $P_a = P_{amax}$ nach Gl. (4.4.4/2) in Gl. (4.4.6.1/2) einsetzt und U_o mit Hilfe von Gl. (4.4.2/1) eleminiert.

$$\frac{I_{pr1,2}}{I_B} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{P_{amax}}{P_B} + \frac{4}{\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2\right)^2}} \qquad (4.4.6.1/3)$$

Der maximale Effektivwert tritt stets bei $P_a = 0$ auf und beträgt

$$\frac{I_{pr1,2max}}{I_B} = 1 \qquad (4.4.6.1/4)$$

Da dieser Punkt, wie schon erwähnt, unabhängig von U_o ist, ergibt sich der maximale Effektivwert unabhängig von der minimalen Generatorspannung U_{omin}.

Der Effektivwert des Sekundärstromes errechnet sich aus Bild 3.3.1/2 zu

$$\frac{I_{sek}}{I_B} = \sqrt{a}\,\frac{I_o}{I_B}$$

Mit a aus Gl. (4.4.1/1) und U_a nach Gl. (4.4.1/8) wird

$$\frac{I_{sek}}{I_B} = \sqrt{\frac{1}{2}\,\frac{P_a}{P_B}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2\right)}\,\frac{I_o}{I_B} \qquad (4.4.6.1/5)$$

mit I_o nach Gl. (4.4.4/1). Bild 4.4.1.6/2 zeigt den Verlauf von I_{sek} über der Ausgangsleistung mit R_{iW} und U_o als Parameter. Für $P_a = 0$ ist der Effektivwert null, da die Aussteue-

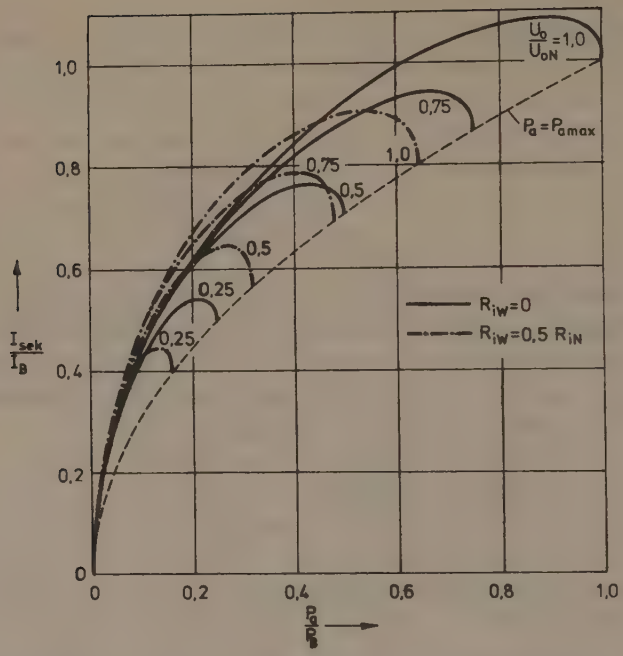


Bild 4.4.6.1/2 Effektivwert des Sekundärstromes i_{sek} in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

rung hier null ist. Mit wachsender Ausgangsleistung steigt der Effektivwert zunächst, erreicht dann einen Maximalwert und sinkt anschließend wieder ab. Die sich bei $P_a = P_{amax}$ ergebenden Endwerte liegen alle auf einer gemeinsamen Grenzkurve, die von R_{iW} unabhängig ist. Ihre Gleichung ergibt sich aus Gl. (4.4.6.1/5), wenn I_o nach Gl. (4.4.4/2) eingesetzt und U_o mit Gl. (4.4.2/1) eleminiert wird.

$$\frac{I_{sek}}{I_B} = \sqrt{\frac{P_{amax}}{P_B}} \qquad (4.4.6.1/6)$$

Der maximale Effektivwert des Sekundärstromes ergibt sich nach Bild 4.4.1.6/2 für $U_o = U_{oN}$. Er ist somit unabhängig von der Wahl der minimalen Generatorspannung U_{omin}. Der Extremwert dieser Kurven läßt sich rechnerisch bestimmen. Er tritt

auf bei

$$\frac{P_a}{P_B} = \frac{1}{\frac{R_{iW}}{R_{iN}}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}}+2\right)}\left[5+\frac{9}{\frac{R_{iW}}{R_{iN}}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}}+2\right)} - 3\cdot\sqrt{1+\frac{1}{\frac{R_{iW}}{R_{iN}}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}}+2\right)}\left(\frac{9}{\frac{R_{iW}}{R_{iN}}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}}+2\right)}+10\right)}\right] \qquad (4.4.6.1/7)$$

Setzt man diese Gleichung für P_a in Gl. (4.4.6.1/5) ein, erhält man eine Beziehung für I_{sekmax} in Abhängigkeit von R_{iW}. Für die Bauleistung des Transformators ergibt sich dann

$$\frac{P_{bT}}{P_B} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}\,\frac{\frac{R_{iW}}{R_{iN}}+1}{\frac{R_{iW}}{R_{iN}}+2}\left(2+\frac{I_{sekmax}}{I_B}\right) \qquad (4.4.6.1/8)$$

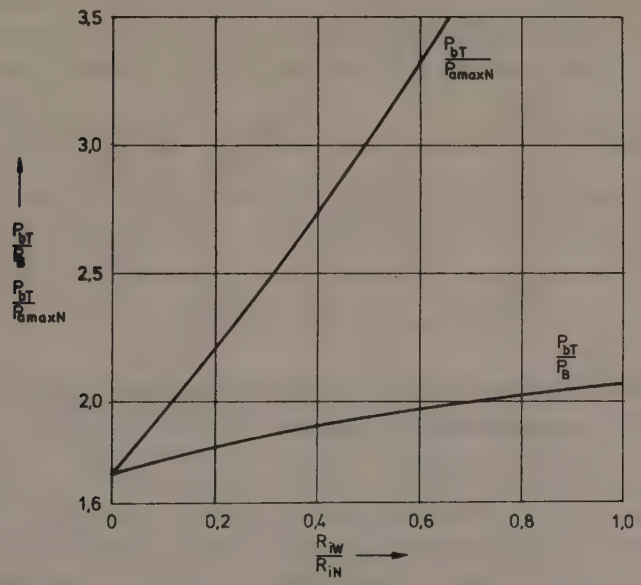


Bild 4.4.6.1/3 Bauleistung P_{bT} des Transformators in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW}

Bezieht man die Bauleistung auf die maximal abgebbare Leistung P_{amaxN}, erhält man mit Gl. (4.4.2/1)

$$\frac{P_{bT}}{P_{amaxN}} = \frac{\pi}{8\sqrt{2}} \left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 1 \right)\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2 \right)\left(2 + \frac{I_{sekmax}}{I_B} \right) \qquad (4.4.6.1/9)$$

Die Bauleistung des Transformators ist über dem Verlustwiderstand R_{iW} in Bild 4.4.6.1/3 aufgetragen. Auf P_B bezogen, steigt die Bauleistung mit R_{iW} nur geringfügig an, bezogen auf die maximal abgebbare Leistung entsprechend stärker, da P_{amaxN} mit wachsendem R_{iW} abnimmt (vgl. Gl. (4.4.2/1)).

4.4.6.2 Eingangsdrossel

Bei der Behandlung des Wandlers mit Bypass ist für die Bauleistung der Eingangsdrossel eine Beziehung abgeleitet worden, die auch hier gültig ist. Nach Gl. (4.1.6.2/5) ist

$$P_{bL} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{T_L}{T} |\overline{u_L}|_{max} \tilde{i}_{wmax} \left(\frac{\tilde{i}_w}{\Delta i_{max}} + \frac{1}{2} \frac{|\overline{u_L}|}{|\overline{u_L}|_{max}} \right)_{max}$$

Der Gleichrichtwert der Drosselspannung läßt sich aus dem zeitlichen Verlauf der Klemmenspannung u_{12} in Bild 4.4/1 ermitteln.

$$\frac{|\overline{u_L}|}{U_{oN}} = a \frac{\hat{u}_{L+}}{U_{oN}} + (1 - a) \frac{\hat{u}_{L-}}{U_{oN}}$$

Der negative Scheitelwert der Drosselspannung ist gleich dem Mittelwert der Klemmenspannung u_{12} und damit nach Gl.(4.4.5/1)

$$\frac{\hat{u}_{L-}}{U_{oN}} = \frac{\bar{u}_{12}}{U_{oN}} = \frac{U_o}{U_{oN}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{I_o}{I_B} \right) \qquad (4.4.6.2/1)$$

Der positive Scheitelwert ergibt sich zu

$$\hat{u}_{L+} = U_a + R_{iW} I_o - \bar{u}_{12}$$

Daraus wird durch Normierung und mit Gl. (4.4.5/1)

$$\frac{\hat{u}_{L+}}{U_{oN}} = \frac{1}{\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2} - \frac{U_o}{U_{oN}} + \frac{1}{2}\left(\frac{U_o}{U_{oN}} + \frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right)\frac{I_o}{I_B} \qquad (4.4.6.2/2)$$

mit I_o nach Gl. (4.4.4/1). Damit ergibt sich für den Gleichrichtwert der Drosselspannung mit a nach Gl. (4.4.1/1)

$$\frac{|\overline{u_L}|}{U_{oN}} = \frac{P_a}{P_B}\frac{I_B}{I_o}\left(\frac{1}{2} - \frac{U_o}{U_{oN}}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2\right)\right) - \frac{1}{2}\frac{U_o}{U_{oN}}\frac{I_o}{I_B}$$

$$+ \frac{1}{2}\frac{P_a}{P_B}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2\right)\left(\frac{U_o}{U_{oN}} + \frac{1}{2}\frac{R_{iW}}{R_{iN}}\right) + \frac{U_o}{U_{oN}} \qquad (4.4.6.2/3)$$

wobei I_o nach Gl. (4.4.4/1) einzusetzen ist. Den Verlauf des

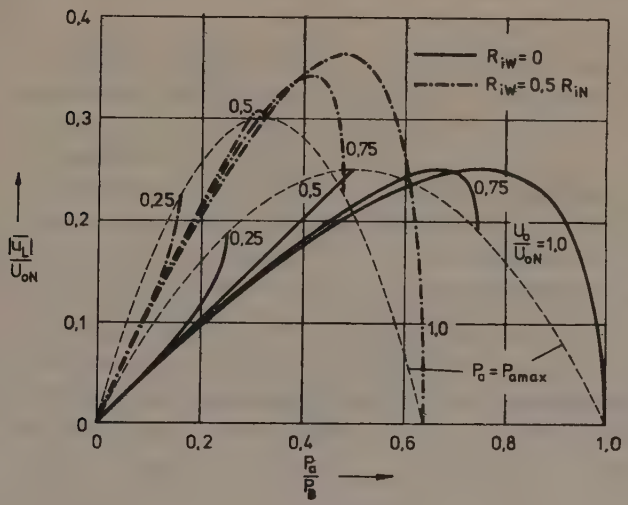


Bild 4.4.6.2/1 Gleichrichtwert der Drosselspannung u_L in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

Gleichrichtwertes der Drosselspannung über der Ausgangsleistung mit U_o und R_{iW} als Parameter zeigt Bild 4.4.6.2/1 . Die Kurven haben keine einheitliche Tendenz. Für große Werte von U_o zeigen sie ein ausgeprägtes Maximum, für kleine Werte von U_o steigen die Kurven bis P_{amax} progressiv an. Alle Kurven

gehen durch den Ursprung, da bei $P_a = 0$ auch $\bar{u}_{12} = 0$ wird. Für $U_o = U_{oN}$ wird der Gleichrichtwert bei allen Werten von R_{iW} auch bei $P_a = P_{amax}$ zu null, da hier a = 1 ist und somit keine Kurzschlußphasen auftreten. Alle Gleichrichtwerte, die sich für $P_a = P_{amax}$ ergeben, liegen auf einer parabolischen Grenzkurve, deren Verlauf vom Verlustwiderstand R_{iW} abhängt. Sie ist für $R_{iW} = 0$ und $R_{iW} = 0{,}5\ R_{iN}$ gestrichelt in Bild 4.4.6.2/1 eingetragen. Ihre Gleichung ergibt sich aus Gl. (4.4.6.2/3) durch Einsetzen von I_o nach Gl. (4.4.4/2) und Eleminieren von U_o mit Hilfe von Gl. (4.4.2/1)

$$\frac{|\overline{u_L}|}{U_{oN}} = \frac{1}{8}\frac{P_{amax}}{P_B}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2\right)\left[4 + 4\frac{R_{iW}}{R_{iN}} - \frac{P_{amax}}{P_B}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2\right)^2\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 1\right)\right] \qquad (4.4.6.2/4)$$

Der maximale Gleichrichtwert der Drosselspannung tritt jeweils bei Nenngeneratorspannung U_{oN} auf. Wie Nachrechnungen ergeben, hat im speziellen Fall $R_{iW} = 0$ der maximale Gleichrichtwert zwischen $U_o = U_{oN}$ und $U_o = 0{,}5\ U_{oN}$ einen konstanten Wert von $|\overline{u_L}|_{max} = 0{,}25\ U_{oN}$. Für $R_{iW} \neq 0$ erfordert die analytische Extremwertbestimmung einen sehr großen mathematischen Aufwand. Sie ist daher stattdessen mit einem numerischen Verfahren durchgeführt worden.

Nimmt man wieder eine maximale Stromschwankungsbreite von $\Delta i_{max} = 0{,}2\ I_B$ an, so treten die maximalen Scheitelwerte des Wicklungsstromes wie bei den Bypasswandlern bei $P_a = 0$ auf. Da $|\overline{u_L}|(P_a = 0)$ stets null ist, erhält man für die Drosselbauleistung mit $T_L = T/2$ und $\bar{i}_{wmax} = \bar{i}_w(P_a = 0) = I_{omax} = 2\ I_B$

$$\frac{P_{bL}}{P_B} = 5\sqrt{2}\,\pi\,\frac{|\overline{u_L}|_{max}}{U_{oN}} \qquad (4.4.6.2/5)$$

Bezieht man die Bauleistung auf die maximal abgebbare Ausgangsleistung P_{amaxN}, erhält man

$$\frac{P_{bL}}{P_{amaxN}} = 5\sqrt{2}\,\frac{\pi}{4}\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2\right)^2\frac{|\overline{u_L}|_{max}}{U_{oN}} \qquad (4.4.6.2/6)$$

Die Bauleistung der Eingangsdrossel ist über dem Verlustwider-

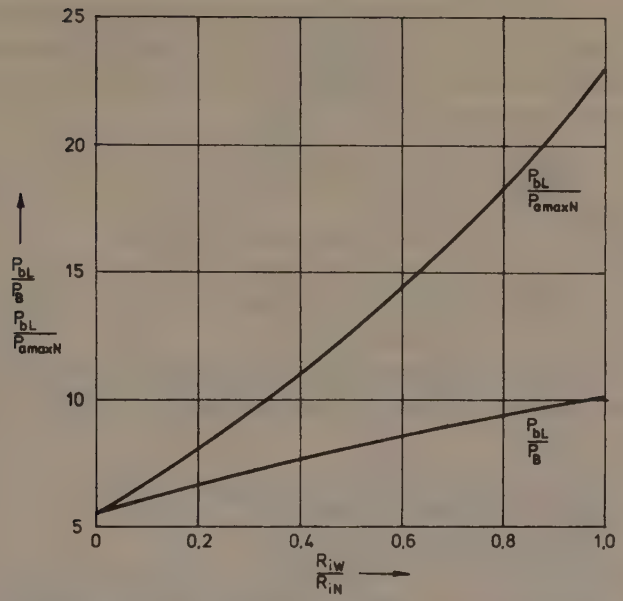


Bild 4.4.6.2/2 Bauleistung P_{bL} der Eingangsdrossel in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW}

stand R_{iW} in Bild 4.4.6.2/2 aufgetragen. Sie ist unabhängig von der Wahl der minimalen Generatorspannung U_{omin}.

4.4.6.3 Glättungskondensator

Für den Glättungskondensator ist in Kap. 4.1.6.3 eine Bauleistung definiert worden, die in Analogie zur Drosselbauleistung eingeführt worden ist. Nach Gl. (4.1.6.3/6) gilt

$$P_{bC} = \frac{\pi}{2} \frac{T_C}{T} |\overline{i_C}| \frac{\bar{u}_C^2}{\Delta u} \left(1 + \frac{1}{2} \frac{\Delta u}{\bar{u}_C}\right)^2$$

In diese Gleichung ist $\bar{u}_C = U_a$ nach Gl. (4.4.1/8) einzusetzen. Die maximale Schwankungsbreite soll wieder $\Delta u/U_a = 0{,}2$ sein.

Auf den Gleichrichtwert des Kondensatorstromes hat die Restwelligkeit von Ausgangsspannung und Generatorstrom keinen Einfluß. Man kann $|\overline{i_C}|$ daher wie beim Bypasswandler nach Bild 4.1.6.3/1 aus dem zeitlichen Verlauf des Kondensatorstromes unter Annahme idealer Glättung von Generatorstrom und Ausgangsspannung bestimmen.

$$\frac{|\overline{i_C}|}{I_B} = a \frac{\hat{i}_{C+}}{I_B} + (1 - a) \frac{\hat{i}_{C-}}{I_B} \qquad (4.4.6.3/1)$$

Da $\hat{i}_{C+} = I_o - \hat{i}_{C-}$ ist, läßt sich dafür schreiben

$$\frac{|\overline{i_C}|}{I_B} = a \frac{I_o}{I_B} + (1 - 2a) \frac{\hat{i}_{C-}}{I_B}$$

Der negative Scheitelwert des Kondensatorstromes ist gleich dem Mittelwert des Ausgangsstromes und mit Gln. (4.4.1/1) und (4.4.1/8) wird

$$\frac{\hat{i}_{C-}}{I_B} = \frac{I_a}{I_B} = a \frac{I_o}{I_B} = \frac{1}{2} \frac{P_a}{P_B} \left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2 \right) \qquad (4.4.6.3/2)$$

Damit ergibt sich der Gleichrichtwert des Kondensatorstromes zu

$$\frac{|\overline{i_C}|}{I_B} = \frac{P_a}{P_B} \left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2 \right) \left(1 - \frac{1}{2} \frac{P_a}{P_B} \frac{I_B}{I_o} \left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2 \right)\right) \qquad (4.4.6.3/3)$$

mit I_o nach Gl. (4.4.4/1). Seinen Verlauf über der Ausgangsleistung mit R_{iW} und U_{oN} als Parameter zeigt Bild 4.4.6.3/1). Es ergeben sich Kurven mit ausgeprägten Maxima im Teillastbereich. Sie beginnen alle im Ursprung, da bei $P_a = 0$ die Aussteuerung null ist. Bei Nenngeneratorspannung wird der Gleichrichtwert für alle Werte von R_{iW} auch bei $P_a = P_{amax}$ zu null, da dann Vollaussteuerung vorliegt und der gleichgerichtete Sekundärstrom nicht lückt. Die Endpunkte der Kurven liegen auf den gestrichelt eingetragenen parabolischen Grenzkurven, die von R_{iW} abhängig sind. Ihre Gleichung ergibt sich aus Gleichung (4.4.6.3/3), wobei I_o nach Gl. (4.4.4/2) eingesetzt wird.

$$\frac{|\overline{i_C}|}{I_B} = \frac{1}{2} \frac{P_{amax}}{P_B} \left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2 \right) \left(2 - \frac{1}{2} \frac{P_{amax}}{P_B} \left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2 \right)^2 \right) \qquad (4.4.6.3/4)$$

Die größten Gleichrichtwerte treten für alle Werte von R_{iW} bei

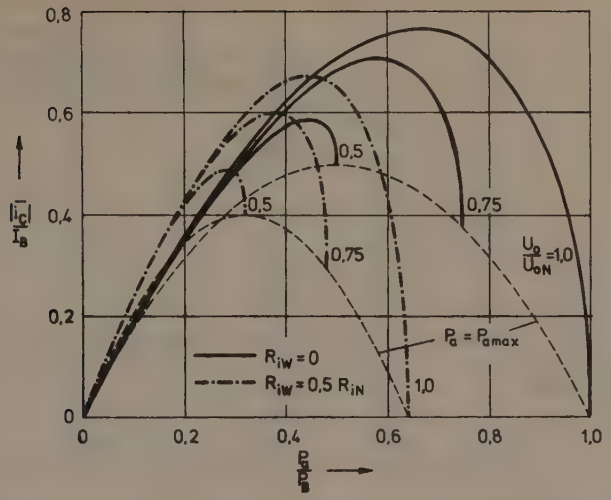


Bild 4.4.6.3/1 Gleichrichtwert des Kondensatorstromes in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

$U_o = U_{oN}$ auf. Wegen des sonst zu großen Aufwandes sind diese Maximalwerte durch ein numerisches Verfahren ermittelt worden.

Für die Kondensatorbauleistung ergibt sich also bei einer Periodendauer des Kondensatorstromes von $T_C = T/2$

$$\frac{P_{bC}}{P_B} = 6{,}05\,\frac{\pi}{2}\,\frac{1}{\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2}\,\frac{|\overline{i_C}|_{max}}{I_B} \qquad (4.4.6.3/5)$$

Bezieht man die Bauleistung auf die maximal abgebbare Leistung des Wandlers, ergibt sich

$$\frac{P_{bC}}{P_{amaxN}} = 6{,}05\,\frac{\pi}{8}\,\left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2\right)\,\frac{|\overline{i_C}|_{max}}{I_B} \qquad (4.4.6.3/6)$$

Den Verlauf der Kondensatorbauleistung über dem Verlustwiderstand R_{iW} zeigt Bild 4.4.6.3/2 . Mit wachsendem R_{iW} nimmt die Bauleistung, bezogen auf P_B, ab. Bezieht man sie auf die maximale Ausgangsleistung des Wandlers, so ist ein schwacher Anstieg zu verzeichnen.

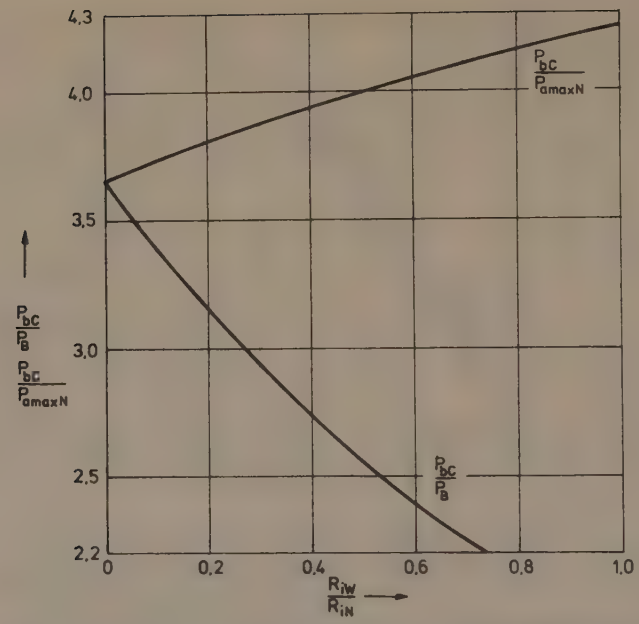


Bild 4.4.6.3/2 Bauleistung P_{bC} des Glättungskondensators in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW}

Die Bauleistung des Glättungskondensators ist unabhängig von der minimalen Generatorspannung U_{omin}.

4.4.6.4 Schalttransistoren

Für die Schalttransistoren ist bereits eine Schaltleistung definiert worden (Kap. 4.1.6.4), die sich aus dem Produkt der Scheitelwerte von Sperrspannung und Transistorstrom errechnet.

$$P_{Sch} = \hat{u}_{Spmax}\, \hat{i}_{Trmax}$$

Für den Wandler ohne Bypass ist

$$\hat{i}_{Trmax} = \hat{i}_{pr1,2max} = I_{omax}$$

$$\hat{u}_{Spmax} = 2 \left(U_a + R_{iW} I_{omax} \right)$$

Die Ausgangsspannung U_a ist nach Gl. (4.4.1/8) von R_{iW} abhängig. Der Maximalwert des Generatorstromes ergibt sich nach Bild 4.4.4/1 bei $P_a = 0$ zu $I_{omax} = 2\, I_B$ unabhängig von R_{iW}. Somit erhält man für die Schaltleistung der Wandlertransistoren Tr1 und Tr2

$$\frac{P_{Sch1,2}}{P_B} = 8 \left(\frac{1}{\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2} + \frac{R_{iW}}{R_{iN}} \right) \qquad (4.4.6.4/1)$$

und mit Gl. (4.4.2/1)

$$\frac{P_{Sch1,2}}{P_{amaxN}} = 2 \left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 2 \right) \left(\frac{R_{iW}}{R_{iN}} + 1 \right)^2 \qquad (4.4.6.4/2)$$

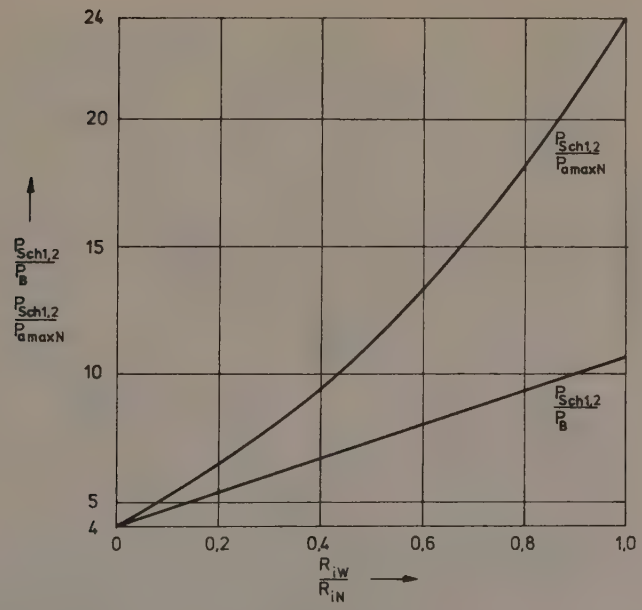


Bild 4.4.6.4/1 Schaltleistung $P_{Sch1,2}$ der Wandlertransistoren Tr1 und Tr2 in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW}

Über dem Verlustwiderstand R_{iW} aufgetragen, ist die Schaltleistung in Bild 4.4.6.4/1 graphisch dargestellt. Sie ist unabhängig von der minimalen Generatorspannung U_{omin}.

4.5 Vergleich der untersuchten Schaltungen

Wie die vorstehenden Untersuchungen gezeigt haben, erfüllen die Wandler sowohl mit als auch ohne Bypass die eingangs dieser Arbeit aufgestellten Forderungen (vgl. Kap 2.2). Trotzdem sind bei einem Vergleich Vor- und Nachteile der einen oder der anderen Schaltung zu nennen. Herausragender Vorteil der Schaltungen mit Bypass ist die verhältnismäßig geringe Änderung des Generatorstromes im gesamten Stellbereich des

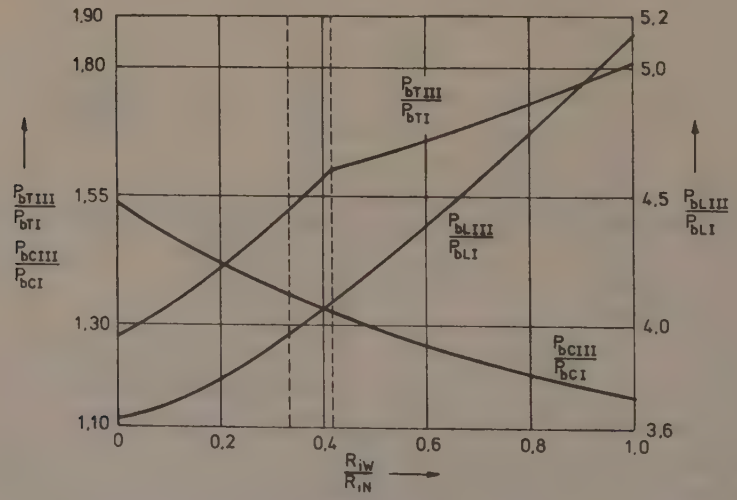


Bild 4.5/1 Bauleistungsverhältnisse der Komponenten des Wandlers ohne Bypass (Schaltung III) zu denen des Primärbypasswandlers (Schaltung I) in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW} ($U_{omin} = 0$)

Wandlers. Dieses zunächst einmal für den Generator vorteilhafte Verhalten wirkt sich auch positiv auf den Wandler aus, denn es ergeben sich gegenüber dem Wandler ohne Bypass zum Teil erheblich geringere Bauleistungen.

In Bild 4.5/1 sind die Bauleistungen der Komponenten des Wandlers ohne Bypass (Schaltung III), bezogen auf die entsprechenden Bauleistungen des Primärbypasswandlers (Schaltung I), über dem Verlustwiderstand R_{iW} aufgetragen. Der Vergleich ist unter der Voraussetzung gleicher maximaler Ausgangsleistung P_{amaxN} durchgeführt worden. Für die Schaltung I wird der ungünstigste Betriebsfall, nämlich $U_{omin} = 0$ angenommen, die Bauleistungen der Schaltung III sind unabhängig von der Wahl der minimalen Generatorspannung U_{omin}. Der Transformator der Schaltung III ist bei $R_{iW} = 0$ bereits um rund 28 % größer als in Schaltung I. Der Verlauf des Transformatorbauleistungsverhältnisses über R_{iW} ist in drei Bereiche unterteilt, die von der Transformatorbauleistung der Schaltung I herkommen. Das Bauleistungsverhältnis steigt zunächst stark mit wachsendem R_{iW}, die Kurve geht stetig in den Bereich II über und knickt beim Übergang in den Bereich III ab, wo das Bauleistungsverhältnis mit R_{iW} dann erheblich langsamer wächst. Weit stärker wirkt sich der höhere Generatorstrom beim Wandler ohne Bypass auf die Größe der Eingangsdrossel aus. Hier erreicht man schon bei $R_{iW} = 0$ eine um 264 % höhere Bauleistung gegenüber Schaltung I, wobei das Bauleistungsverhältnis außerdem mit zunehmendem Verlustwiderstand noch erheblich ansteigt. Die Kondensatorbauleistung schließlich ergibt sich im verlustlosen Betrieb ($R_{iW} = 0$) für die Schaltung III um 54 % höher als für Schaltung I. Jedoch nimmt das Bauleistungsverhältnis hier mit steigendem R_{iW} ab, was unter anderem auf die Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Verlustwiderstand R_{iW} zurückzuführen ist.

Das Schaltleistungsverhältnis der Transistoren der Schaltungen III und I ist in Bild 4.5/2 über dem Verlustwiderstand R_{iW} aufgetragen, wobei auch hier gleiche maximale Ausgangsleistung P_{amaxN} vorausgesetzt worden ist. Vergleicht man nur die Wandlertransistoren Tr1 und Tr2 miteinander, erhält man bereits bei $R_{iW} = 0$ für die Schaltung III eine doppelt so hohe Schalt-

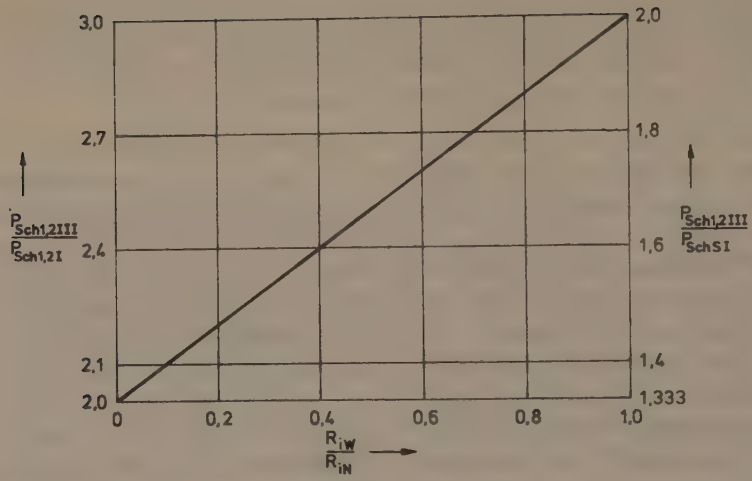


Bild 4.5/2 Schaltleistungsverhältnisse der Transistoren des Wandlers ohne Bypass (Schaltung III) zu denen des Primärbypasswandlers (Schaltung I) in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW}

leistung, da die Transistoren den doppelten Strom schalten müssen. Das Schaltleistungsverhältnis steigt mit wachsedem R_{iW} linear. Bezieht man die Schaltleistung der Wandlertransistoren der Schaltung III auf die Summe der Schaltleistungen von Wandler- und Bypasstransistoren der Schaltung I P_{SchSI}, ist die Schaltleistung der Transistoren der Schaltung III bei R_{iW}= 0 immer noch um 33 % höher. Die Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW} bleibt dabei die gleiche.

Diese für den Wandler ohne Bypass ungünstigen Bauleistungs- und Schaltleistungsverhältnisse werden, wie ausführliche Nachrechnungen ergeben haben, zum Teil etwas reduziert, wenn der Wandler unter der Voraussetzung ausgelegt wird, daß stets eine Grundlast vorhanden ist. Damit braucht der Wandler nicht bis in den Leerlaufbetrieb hinein arbeiten zu können, wo bei Schaltung III der Generatorstrom seinen Maximalwert erreicht. Die Bau- und Schaltleistungen bleiben jedoch stets größer als in

Schaltung I.

Ein Vergleich der Bauleistungen der Komponenten von Primärbypasswandler (Schaltung I) und Sekundärbypasswandler (Schaltung II) kann mit Hilfe des Bildes 4.5/3 durchgeführt werden,

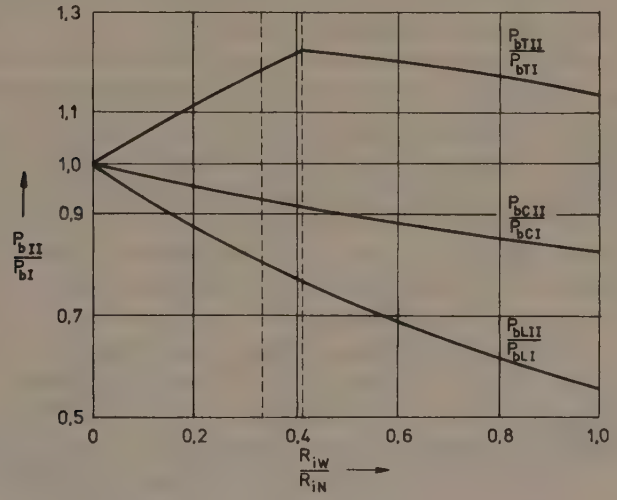


Bild 4.5/3 Bauleistungsverhältnisse der Komponenten des Sekundärbypasswandlers (Schaltung II) zu denen des Primärbypasswandlers in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_{iW} ($U_{omin} = 0$)

in dem die Bauleistungen der Komponenten der Schaltung II bezogen auf die der Schaltung I über dem Verlustwiderstand R_{iW} aufgetragen sind. Die minimale Generatorspannung U_{omin} ist dabei gleich null gesetzt worden. Es zeigt sich, daß bei verlustlos angenommenen Wandlern die Bauleistungen von Transformator, Eingangsdrossel und Glättungskondensator beider Schaltungen gleich groß sind. Die Bauleistungsverhältnisse sind also gleich eins. Das Transformatorbauleistungsverhältnis steigt mit zunehmendem Verlustwiderstand R_{iW} zunächst an, die Kurve durchläuft dabei zwei der drei Bereiche, die von der Transformatorbauleistung des Primärbypasswandlers verursacht

werden. Beim Übergang zum dritten Bereich knickt die Kurve des Bauleistungverhältnisses ab und verläuft anschließend monoton fallend. Die Bauleistungsverhältnisse von Eingangsdrossel und Glättungskondensator sind für $R_{iW} \neq 0$ generell kleiner als eins, d.h. die Bauleistungen dieser Komponenten sind beim Sekundärbypasswandler für $R_{iW} \neq 0$ stets kleiner als beim Primärbypasswandler, wobei der Unterschied bei den Eingangsdrosseln größer ist als bei den Glättungskondensatoren.

Eine ähnliche Tendenz ergibt sich bei den Schaltleistungsverhältnissen der Wandler- und Bypasstransistoren, die in Bild 4.5/4 dargestellt sind. Beim Sekundärbypasswandler ergeben

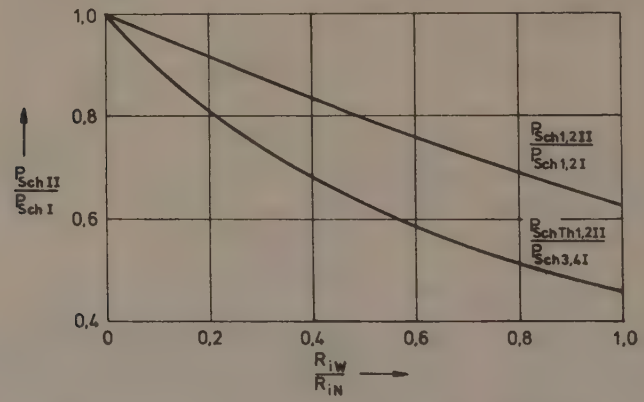


Bild 4.5/4 Schaltleistungsverhältnisse der Transistoren und Thyristoren des Sekundärbypasswandlers (Schaltung II) zu den Transistoren des Primärbypasswandlers (Schaltung I) in Abhängigkeit vom Verlustwiderstamd R_{iW}

sich rechnerisch gleiche Schaltleistungen unabhängig davon, ob im Bypass Transistoren oder Thyristoren eingesetzt werden. Bei diesem Wandler ist, wie schon erwähnt, der maximale Mittelwert des Thyristorstromes gleich dem maximalen Spitzenwert des Transistorstromes. Daher kann man die Schaltleistung der

Bypasstransistoren des Primärbypasswandlers direkt mit der Schaltleistung der Bypassthyristoren des Sekundärbypasswandlers vergleichen. Die Schaltleistungsverhältnisse von Wandler- und Bypasstransistoren sind bei $R_{iW} = 0$ gleich eins. Die Kurven fallen monoton mit steigendem Verlustwiderstand R_{iW}.

Der Vorteil geringer Generatorstromänderung und der damit verbundenen kleinen Bauleistungen der Komponenten wird bei den Wandlern mit Bypass durch einen Mehraufwand hinsichtlich der Zahl der Bauelemente und hinsichtlich der Steuereinrichtungen erkauft. Auch kann die Abführung der am Bypasswiderstand anfallenden Verlustwärme besonders bei Einsätzen im Weltraum problematisch werden. Die Verlegung des Bypasses in den Sekundärkreis bringt da Vorteile, weil dann, wie schon erwähnt, wegen der höheren Spannungen im Sekundärkreis Quarzlampen als Bypasswiderstand eingesetzt werden können, bei denen die Verlustwärme bei hohen Temperaturen anfällt. Beim Wandler ohne Bypass stellt sich dieses Problem nicht, denn hier wird die überschüssige Leistung am Innenwiderstand des thermionischen Generators umgesetzt und kann über die ohnehin vorhandene Kollektorkühlung leicht abgestrahlt werden. Ein weiterer Vorteil des Bypasswandlers ist die Möglichkeit der freien Betriebspunktwahl. Der Wandler kann so optimal an den Generator angepaßt werden. Dies ist beim Wandler ohne Bypass nicht mehr ohne weiteres möglich, so daß sich bei ihm eine etwas kleinere maximale Ausgangsleistung ergibt.

5. Betriebsgrößen der Wandler unter Berücksichtigung weiterer Verluste

In den bisherigen Untersuchungen sind Verluste nur insoweit berücksichtigt worden, als sie die Betriebsweise der Wandler beeinflussen. Dies ist bei den Bypasswandlern für Verluste zwischen Bypass und Glättungskondensator der Fall. Um die Ergebnisse der folgenden experimentellen Untersuchungen jedoch rechnerisch überprüfen zu können, müssen nun weitere Verluste berücksichtigt werden, wie sie zum Beispiel im Transformator

als Eisenverluste und in der Eingangsdrossel als Wicklungsverluste auftreten können. Diese weiterführenden Untersuchungen werden am Wandler ohne Bypass und am Sekundärbypasswandler durchgeführt, der wegen seiner bereits beschriebenen Vorteile dem Primärbypasswandler vorzuziehen ist. Für beide Wandler werden Ausgangsspannung, Steuerparameter, Generatorstrom und Klemmenspannung u_{12}, in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung berechnet unter der Voraussetzung, daß die Restwelligkeit von Generatorstrom und Ausgangsspannung null ist. Die berechneten Beziehungen bleiben jedoch, wie schon erwähnt, auch bei kleinen Restwelligkeiten mit guter Näherung gültig, wenn man Generatorstrom I_o und Ausgangsspannung U_a als Mittelwerte versteht, und die Ausgangsleistung P_a die Gleichstromleistung ist, die sich aus dem Produkt der Mittelwerte von Ausgangsspannung und Ausgangsstrom ergibt.

5.1 Wandler mit Bypass im Sekundärkreis

Das erweiterte Ersatzschaltbild des Wandlers mit Bypass im Sekundärkreis zeigt Bild 5.1/1 . Es gilt für eine Halbperiode

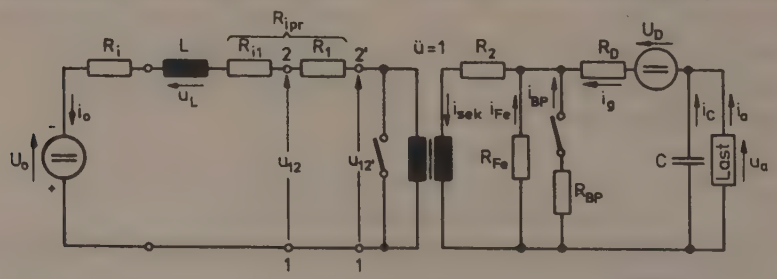


Bild 5.1/1 Erweitertes Ersatzschaltbild des Wandlers mit Bypass im Sekundärkreis für eine Halbperiode

mit jeweils einer Leit-, Bypass- und Kurzschlußphase und ergibt sich durch Ergänzung des bereits in Bild 4.3/1 dargestellten Ersatzschaltbildes. Konstante Innenwiderstände des Generators und der Wicklungswiderstand der Eingangsdrossel sind im

Verlustwiderstand R_{i1} zusammengefaßt. Zusammen mit dem bereits definierten Ersatzwiderstand R_1 bildet er den primären Verlustwiderstand R_{ipr}. Die durch die Transistoren verursachte eingeprägte Verlustspannung U_{Tr}, die in gleicher Größe während Leit-, Bypass- und Kurzschlußphase auftritt, kann wieder der Generatorspannung U_o zugerechnet werden. Die Eisenverluste des Transformators werden durch einen Querwiderstand R_{Fe} berücksichtigt, wobei man anmerken muß, daß dies bei Impulsbelastung mit wechselndem Tastverhältnis die realen Verhältnisse nur näherungsweise wiedergibt. Der Widerstand R_{Fe} wird zur Vereinfachung der Rechnung an die Stelle verlegt, an der der Bypass liegt. Der hierbei entstehende Fehler ist wegen $R_2 \ll R_{Fe}$ sehr gering. Die Schleusenspannung der Gleichrichterdioden wird durch eine eingeprägte Spannung U_D berücksichtigt. Der während der Kurzschlußphase wirksame Kurzschließer liegt direkt über der Primärwicklung des Transformators an den Klemmen 1 und 2'. Die Leitungswiderstände sind im Ersatzschaltbild nicht gesondert aufgeführt. Sie können gegebenenfalls den vorhandenen Ersatzwiderständen anteilig zugerechnet werden.

5.1.1 Die Ausgangsspannung

Die Ausgangsspannung des Wandlers wird zweckmäßig wieder so gewählt, daß der Wandler bei Nennbetrieb (Generatorspannung $U_o = U_{oN}$, Vollast) an den Generator angepaßt ist, d.h., es ist eine Leistungsoptimierung durchzuführen. Es wird weiter davon ausgegangen, daß bei Nennbetrieb die Kurzschlußphase null und der Bypass zu keinem Augenblick zugeschaltet ist. Aus Bild 5.1/1 ergeben sich für diesen Betriebsfall mit $i_C = 0$ bei Spannungsumläufen die beiden Gleichungen

$$U_{oN} - (R_{iN} + R_{ipr} + R_2)\, I_o - R_D\, I_a - U_D - U_a = 0 \qquad (5.1.1/1)$$

$$R_D\, I_a + U_D + U_a - I_{Fe}\, R_{Fe} = 0 \qquad (5.1.1/2)$$

Außerdem gilt die Knotenpunktgleichung

$$I_{Fe} + I_a - I_o = 0 \qquad (5.1.1/3)$$

Aus diesen drei Gleichungen läßt sich der Ausgangsstrom I_a be-

stimmen, mit dem schließlich nach Gl. (3.2.3/11) die Ausgangsleistung berechnet werden kann. Man erhält

$$P_a = \frac{U_a R_{Fe}(U_{oN} - U_a - U_D) - (R_{iN} + R_{ipr} + R_2)(U_a + U_D) U_a}{R_{Fe} R_D + (R_{iN} + R_{ipr} + R_2)(R_D + R_{Fe})} \qquad (5.1.1/4)$$

Führt man an dieser Gleichung eine Optimierung durch, so erhält man eine Beziehung für die Ausgangsspannung U_a, die in normierter Form lautet:

$$\frac{U_a}{U_{oN}} = \frac{1}{2}\left[\frac{\frac{R_{Fe}}{R_{iN}}}{1 + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}} + \frac{R_2}{R_{iN}} + \frac{R_{Fe}}{R_{iN}}} - \frac{U_D}{U_{oN}}\right] \qquad (5.1.1/5)$$

5.1.2 Der Bypasswiderstand

Wegen der bereits beschriebenen Absenkung des Mittelwertes der Klemmenspannung u_{12} bzw. $u_{12'}$ beim Zuschalten des Bypasses, die nicht durch Änderung der Kurzschlußphase ausgeglichen wird, steigt der Generatorstrom I_o mit wachsender Bypassphase, so daß der maximale Generatorstrom bei Leerlauf am Wandlerausgang auftritt. Der Bypasswiderstand muß daher so ausgelegt werden, daß bei Leerlauf die Bypasssspannung gerade gleich $(U_a + U_D)$ ist. Für Leerlauf am Wandlerausgang und Nenngeneratorspannung gilt nach Bild 5.1/1

$$U_{oN} - (R_{iN} + R_{ipr} + R_2)\, I_{ol} = U_a + U_D \qquad (5.1.2/1)$$

Für den Bypasswiderstand gilt bei Leerlauf

$$R_{BP} = \frac{(U_a + U_D) R_{Fe}}{I_{ol} R_{Fe} - (U_a + U_D)} \qquad (5.1.2/2)$$

Setzt man I_{ol} nach Gl. (5.1.2/1) ein, erhält man nach einigen Umformungen für den Bypasswiderstand

$$\frac{R_{BP}}{R_{iN}} = \frac{(1 + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}} + \frac{R_2}{R_{iN}})(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}})\frac{R_{Fe}}{R_{iN}}}{\frac{R_{Fe}}{R_{iN}} - (\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}})(1 + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}} + \frac{R_2}{R_{iN}} + \frac{R_{Fe}}{R_{iN}})} \qquad (5.1.2/3)$$

wobei U_a nach Gl. (5.1.1/5) einzusetzen ist.

5.1.3 Die Steuerparameter

Für den Steuerparameter b gilt unverändert nach Gl. (4.1.2/1)

$$b = 1 - \frac{U_o}{U_{oN}} \qquad (5.1.3/1)$$

Zur Bestimmung des Steuerparameters a geht man vom Verlauf der Klemmenspannung $u_{12'}$ aus, der unter Vernachlässigung der Restwelligkeit von Generatorstrom und Ausgangsspannung in Bild 5.1.3/1 dargestellt ist. Da trotz der Transformator- und Tran-

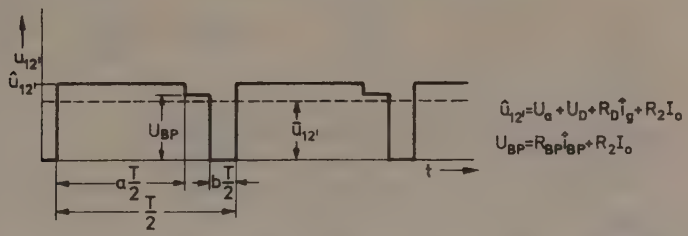


Bild 5.1.3/1 Zeitlicher Verlauf der Klemmenspannung $u_{12'}$

sistorverluste des Generatorstrom I_o sich während der Kurzschlußphase aus Symmetriegründen gleichmäßig auf die beiden primären Wicklungshälften aufteilt,und die Einzelflüsse im magnetischen Kreis sich deshalb aufheben, ist die Klemmenspannung $u_{12'}$ während der Kurzschlußphase null. Für den Mittelwert der Klemmenspannung $u_{12'}$ ergibt sich aus Bild 5.1.3/1 die Beziehung

$$\bar{u}_{12'} = a\,(U_a + U_D + R_D\,\hat{i}_g + R_2\,I_o) + (1 - a - b)(\hat{i}_{BP}\,R_{BP} + R_2\,I_o) \qquad (5.1.3/2)$$

Für den hierin vorkommenden Scheitelwert des Bypassstromes kann man nach Bild 5.1/1 setzen

$$\hat{i}_{BP} = \frac{I_o}{1 + \frac{R_{BP}}{R_{Fe}}} \qquad (5.1.3/3)$$

Der Scheitelwert des Gleichrichterstromes i_g kann ersetzt werden durch die Gleichung

$$\hat{i}_g = \frac{I_o - \frac{U_a + U_D}{R_{Fe}}}{1 + \frac{R_D}{R_{Fe}}} \qquad (5.1.3/4)$$

Für den Mittelwert der Klemmenspannung $u_{12'}$ ergibt sich aus Bild 5.1/1 eine zweite Beziehung

$$\bar{u}_{12'} = U_o - (R_i + R_{ipr})\, I_o \qquad (5.1.3/5)$$

Durch Gleichsetzen von Gl. (5.1.3/2) und (5.1.3/5) und Einsetzen der Gln. (5.1.3/1), (5.1.3/3) und (5.1.3/4) erhält man eine Beziehung zwischen Steuerparameter a und Generatorstrom I_o

$$\left(\frac{R_i}{R_{iN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}}\right)\frac{I_o}{I_B} - 2\,\frac{U_o}{U_{oN}} + 2\,a\left(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}}\right) + \frac{U_o}{U_{oN}}\,\frac{R_2}{R_{iN}}\,\frac{I_o}{I_B}$$

$$+ \frac{\frac{R_D}{R_{iN}}}{1 + \frac{R_D}{R_{Fe}}}\left[a\,\frac{I_o}{I_B} - 2\,a\left(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}}\right)\frac{R_{iN}}{R_{Fe}}\right]$$

$$+ \frac{\frac{R_{BP}}{R_{iN}}}{1 + \frac{R_{BP}}{R_{Fe}}}\,\frac{I_o}{I_B}\left(\frac{U_o}{U_{oN}} - a\right) = 0 \qquad (5.1.3/6)$$

Aus der Gleichung (3.2.3/11) für die Ausgangsleistung, in der $I_a = a\,\hat{i}_g$ gesetzt werden kann, erhält man mit Gl. (5.1.3/4) für den Generatorstrom

$$\frac{I_o}{I_B} = \frac{\frac{P_a}{P_B}\left(1 + \frac{R_D}{R_{Fe}}\right) + 4\,a\,\frac{U_a}{U_{oN}}\,\frac{R_{iN}}{R_{Fe}}\left(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}}\right)}{2\,\frac{U_a}{U_{oN}}\,a} \qquad (5.1.3/7)$$

Setzt man Gl. (5.1.3/7) in Gl. (5.1.3/6) ein, so ergibt sich für den Steuerparameter a eine quadratische Beziehung

$$a^2 \underbrace{\left[4 \left(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}} \right) \left(1 - \frac{\frac{R_{BP}}{R_{Fe}}}{1 + \frac{R_{BP}}{R_{Fe}}} \right) \right]}_{A}$$

$$- a \Bigg[\underbrace{4 \frac{U_o}{U_{oN}} - 4 \left(\frac{R_i}{R_{iN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}} \right) \left(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}} \right) \frac{R_{iN}}{R_{Fe}} - \frac{R_D}{R_{iN}} \frac{P_a}{P_B} \frac{U_{oN}}{U_a}}_{B}$$

$$\underbrace{- 4 \frac{U_o}{U_{oN}} \frac{R_2}{R_{iN}} \left(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}} \right) \frac{R_{iN}}{R_{Fe}} - 4 \frac{U_o}{U_{oN}} \frac{\frac{R_{BP}}{R_{Fe}}}{1 + \frac{R_{BP}}{R_{Fe}}} \left(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}} \right)}_{B}$$

$$+ \underbrace{\frac{\frac{R_{BP}}{R_{iN}}}{1 + \frac{R_{BP}}{R_{Fe}}} \frac{U_{oN}}{U_a} \frac{P_a}{P_B} \left(1 + \frac{R_D}{R_{Fe}} \right)}_{B} \Bigg]$$

$$+ \underbrace{\frac{P_a}{P_B} \frac{U_{oN}}{U_a} \left(1 + \frac{R_D}{R_{Fe}} \right) \left(\frac{R_i}{R_{iN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}} + \frac{U_o}{U_{oN}} \frac{\frac{R_{BP}}{R_{iN}}}{1 + \frac{R_{BP}}{R_{Fe}}} + \frac{U_o}{U_{oN}} \frac{R_2}{R_{iN}} \right)}_{C} = 0$$

(5.1.3/8)

In diese Gleichung ist U_a nach Gl. (5.1.1/5) und R_{BP} nach Gl. (5.1.2/3) einzusetzen. Benutzt man die eingeführten Abkürzungen, erhält man für den Steuerparameter a

$$a = \frac{1}{2} \frac{B}{A} (\pm) \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{B}{A} \right)^2 - \frac{C}{A}} \qquad (5.1.3/9)$$

Hierbei ist wegen $0 \leq a \leq (1 - b) = U_o/U_{oN}$ nur die negative Wurzel von physikalischer Bedeutung. Setzt man wieder voraus, daß der Innenwiderstand R_i des Generators sich nach Gl. (3.2.3/7) proportional mit der Generatorspannung ändert, so erhält man für den Steuerparameter a eine Abhängigkeit von der Ausgangsleistung mit 6 Parametern, der Generatorspannung U_o,

dem Diodenwiderstand R_D, der Diodenspannung U_D, dem Eisenwiderstand R_{Fe}, dem Ersatzwiderstand R_2 und dem primären Innenwiderstand R_{ipr}. Der Diodenwiderstand R_D stellt beim Sekundärbypasswandler den Verlustwiderstand zwischen Bypass und Glättungskondensator dar. Er hat den gleichen Einfluß auf den Kurvenverlauf des Steuerparameters wie der Verlustwiderstand R_{iW} zwischen Bypass und Glättungskondensator beim Primärbypasswandler (vgl. Bild 4.1.2/1). Auch der Einfluß der Generatorspannung U_o ist dort bereits behandelt worden, so daß diese beiden Parameter bei der graphischen Darstellung der Gleichung (5.1.3/9) konstant gehalten werden können. Bild 5.1.3/2 zeigt den Steuerparameter a, aufgetragen über der Ausgangsleistung P_a mit $U_o = U_{oN}$ und $R_D = 0{,}25\ R_{iN}$ und den Parametern R_{Fe}, U_D und R_{ipr}. Die Widerstände R_{ipr} und R_2 haben bei $U_o = U_{oN}$ den

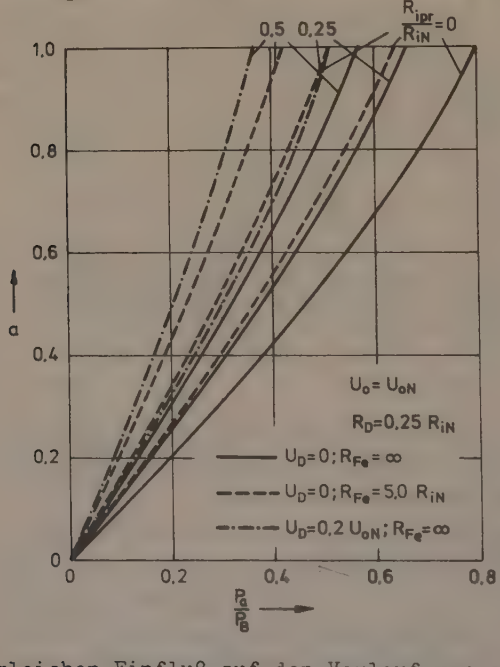


Bild 5.1.3/2

Steuerparameter a in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

gleichen Einfluß auf den Verlauf von a, so daß hier nur einer der beiden Parameter variiert zu werden braucht. Man sieht, daß die Parameter an den Kurvenverläufen qualitativ wenig ändern bis auf die Tatsache, daß bei Vergrößerung jedes Verlust-

widerstandes die maximal vom Wandler abgebbare Leistung abnimmt.

Die maximal abgebbare Leistung des Wandlers läßt sich bestimmen, indem man $a_{max} = U_o/U_{oN}$ in Gl. (5.1.3/8) einsetzt.

$$\frac{P_{amax}}{P_B} = \frac{U_a}{U_{oN}} \frac{U_o}{U_{oN}} \frac{4 \frac{U_o}{U_{oN}} - 4 \left(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}} \right) \left[\left(\frac{R_i}{R_{iN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}} \right) \frac{R_{iN}}{R_{Fe}} \right.}{\left(1 + \frac{R_D}{R_{Fe}}\right)\left(\frac{R_i}{R_{iN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}} + \frac{U_o}{U_{oN}} \frac{R_2}{R_{iN}} \right) + \frac{U_o}{U_{oN}} \frac{R_D}{R_{iN}}}$$

$$\left. + \frac{U_o}{U_{oN}} + \frac{U_o}{U_{oN}} \frac{R_2}{R_{iN}} \frac{R_{iN}}{R_{Fe}} \right] \qquad (5.1.3/10)$$

Setzt man wieder $R_i/R_{iN} = U_o/U_{oN}$, so sieht man, daß die maximale Ausgangsleistung für $R_{ipr} \neq 0$ nicht mehr proportional der Generatorspannung U_o ist.

5.1.4 Der Generatorstrom

Für den Generatorstrom I_o ist bereits eine Beziehung angegeben worden. Nach Gl. (5.1.3/7) ist

$$\frac{I_o}{I_B} = \frac{\frac{P_a}{P_B}\left(1 + \frac{R_D}{R_{Fe}}\right) + 4\, a \frac{U_a}{U_{oN}} \frac{R_{iN}}{R_{Fe}} \left(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}} \right)}{2 \frac{U_a}{U_{oN}}\, a}$$

Setzt man in diese Gleichung den Steuerparameter a nach Gl. (5.1.3/9) und die Ausgangsspannung U_a nach Gl. (5.1.1/5) ein, erhält man den Generatorstrom in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a mit den Parametern U_o, R_D, R_{ipr}, R_2, R_{Fe} und U_D, wobei der Einfluß der Parameter U_o und R_D wieder als bereits bekannt vorausgesetzt werden kann (vgl. Bild 4.1.4/1). In Bild 5.1.4/1, in dem der Generatorstrom über der Ausgangsleistung graphisch dargestellt ist, sind diese beiden Parameter daher konstant gehalten ($U_o = U_{oN}$, $R_D = 0{,}25\ R_{iN}$), die übrigen Parameter werden verändert. Dabei ist zu beachten,

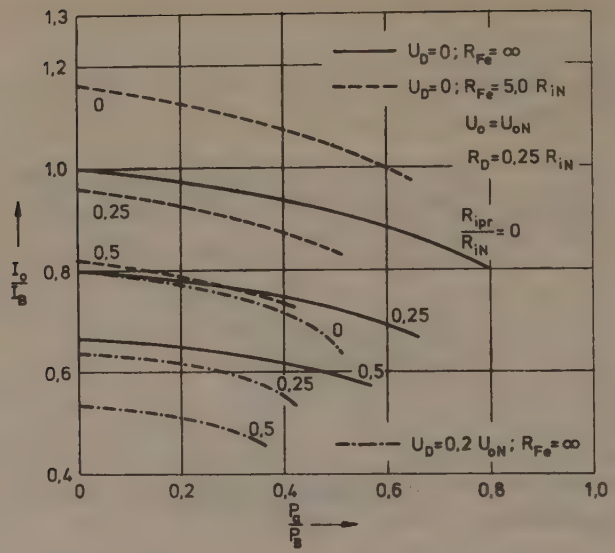


Bild 5.1.4/1 Generatorstrom I_o in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

daß auch auf den Verlauf des Generatorstromes die Parameter R_2 und R_{ipr} den gleichen Einfluß haben, so daß man sich auf einen dieser Parameter beschränken kann. Wie Bild 5.1.4/1 zeigt, bewirkt der Parameter R_{ipr} im wesentlichen eine Verschiebung der Kurven parallel zur Abzisse, und zwar mit wachsendem R_{ipr} in Richtung der negativen Ordinate. Dabei wird natürlich wie bei allen anderen Parametern die maximale Ausgangsleistung reduziert. Die Berücksichtigung der Eisenverluste verschiebt die Kurvenschar in Richtung höherer Generatorströme und bewirkt ein stärkeres Abfallen der Stromkurven mit wachsender Ausgangsleistung. Berücksichtigt man die eingeprägte Spannung U_D, verschiebt sich die Kurvenschar in Richtung kleinerer Ströme, wobei ebenfalls der Abfall mit wachsendem P_a stärker wird.

5.1.5 Die Klemmenspannung $\bar{u}_{12}$'

Der Mittelwert der Klemmenspannung u_{12}' ergibt sich sofort aus Gl. (5.1.3/5). Normiert man diese Gleichung und setzt $R_i/R_{iN} = U_o/U_{oN}$, erhält man

$$\frac{\bar{u}_{12}'}{U_{oN}} = \frac{U_o}{U_{oN}} - \frac{1}{2}\left(\frac{U_o}{U_{oN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}}\right)\frac{I_o}{I_B} \qquad (5.1.5/1)$$

In diese Gleichung ist I_o nach Gl. (5.1.3/7) einzusetzen. Die Verläufe von $\bar{u}_{12}$' über der Ausgangsleistung P_a mit den Parametern R_{ipr}, R_2, R_{Fe} und U_D zeigt Bild 5.1.5/1 . Die Parame-

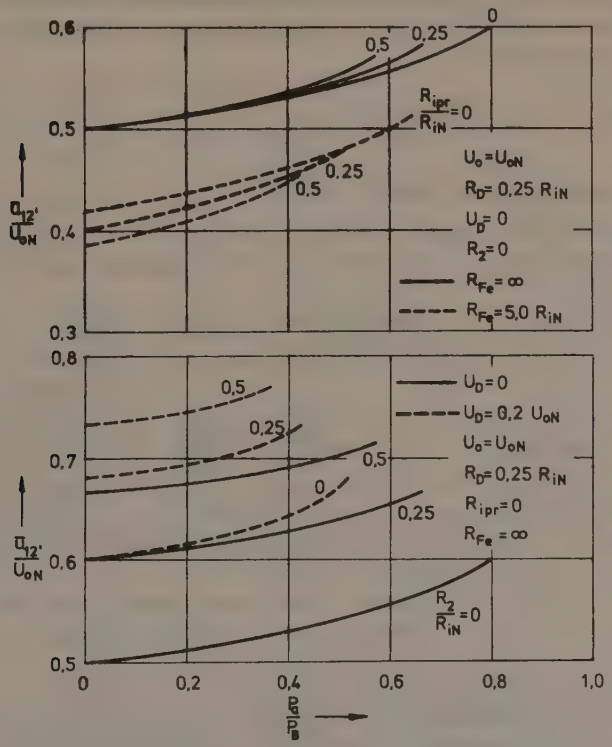


Bild 5.1.5/1 Mittelwert der Klemmenspannung u_{12}' in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

ter U_o und R_D werden wieder konstant gehalten. Die Parameter R_{ipr} und R_2 haben auf den Verlauf von $\bar{u}_{12'}$ unterschiedliche Einflüsse und müssen daher getrennt betrachtet werden. Der primäre Innenwiderstand R_{ipr} bewirkt, daß die Kurven mit wachsender Ausgangsleistung etwas stärker steigen. Während sie jedoch bei $R_{Fe}=\infty$ noch alle bei $P_a = 0$ im gleichen Punkt beginnen ($\bar{u}_{12'} = 0{,}5\ U_{oN}$), wird der Anfangspunkt bei Berücksichtigung der Eisenverluste mit wachsendem R_{ipr} in Richtung kleinerer Spannungswerte verschoben. Außerdem bewirken die Eisenverluste eine Verschiebung der ganzen Kurvenschar in Richtung der negativen Ordinate. Der Parameter R_2 verschiebt die Kurven in Richtung größerer Spannungswerte, ebenso wie der Parameter U_D, durch den die Kurven außerdem eine größere Steigung bekommen.

5.2 Wandler ohne Bypass

Das erweiterte Ersatzschaltbild des Wandlers ohne Bypass zeigt Bild 5.2/1 . Die Primärseite ist gegenüber dem Bypass-

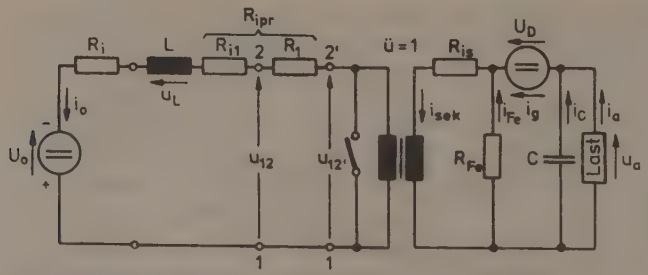


Bild 5.2/1 Erweitertes Ersatzschaltbild des Wandlers ohne Bypass für eine Halbperiode

wandler unverändert. Im Sekundärkreis sind die Verlustwiderstände R_2 und R_D zusammengefaßt zum Verlustwiderstand R_{is}. Der die Eisenverluste des Transformators berücksichtigende Querwiderstand R_{Fe} wird zur Vereinfachung der Rechnung hinter den Verlustwiderstand R_{is} gelegt, wobei der dadurch verur-

sachte Fehler wegen $R_{is} \ll R_{Fe}$ klein bleibt.

5.2.1 Die Ausgangsspannung

Wie schon nachgewiesen worden ist, kann der Wandler ohne Bypass bei Berücksichtigung von Verlusten nicht optimal an den Generator angepaßt betrieben werden.(vgl. Kap. 4.4.1). Die Ausgangsspannung wird daher durch die Forderung bestimmt, daß die bei Nenngeneratorspannung $U_o = U_{oN}$ maximal abgebbare Leistung bei Vollaussteuerung abgegeben werden soll ($a_{max}=1$). Nach Gl. (3.2.3/11) gilt für die Ausgangsleistung

$$P_a = U_a I_a = U_a \, a \, \hat{i}_g \qquad (5.2.1/1)$$

Nach Bild 5.2/1 ergibt sich der Scheitelwert des Gleichrichterstromes i_g zu

$$\hat{i}_g = \hat{i}_{sek} - \hat{i}_{Fe} \qquad (5.2.1/2)$$

mit $\hat{i}_{sek} = I_o$ und $\hat{i}_{Fe} = \dfrac{U_a + U_D}{R_{Fe}}$

In Gl. (5.2.1/1) eingesetzt, erhält man für die Ausgangsleistung normiert

$$\frac{P_a}{P_B} = 2 \frac{U_a}{U_{oN}} a \left(\frac{I_o}{I_B} - 2 \frac{R_{iN}}{R_{Fe}} \left(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}} \right) \right) \qquad (5.2.1/3)$$

In dieser Gleichung läßt sich I_o eleminieren durch eine Beziehung für I_o, die man aus zwei Gleichungen für den Mittelwert der Klemmenspannung $u_{12'}$ erhält. Aus Bild 5.2/1 ergibt

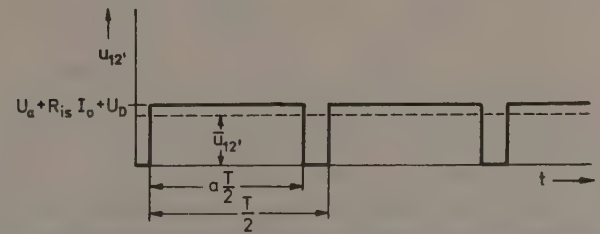


Bild 5.2.1/1 Zeitlicher Verlauf der Klemmenspannung $u_{12'}$

sich

$$\bar{u}_{12'} = U_o - (R_i + R_{ipr})\, I_o \qquad (5.2.1/4)$$

Aus dem zeitlichen Verlauf der Klemmenspannung $u_{12'}$, der in Bild 5.2.1/1 dargestellt ist, ergibt sich $\bar{u}_{12'}$ zu

$$\bar{u}_{12'} = a\,(U_a + U_D + R_{is}\, I_o) \qquad (5.2.1/5)$$

Hieraus läßt sich die Beziehung für den Generatorstrom I_o ermitteln

$$\frac{I_o}{I_B} = \frac{2\,\frac{U_o}{U_{oN}} - 2\,a\,\left(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}}\right)}{\frac{R_i}{R_{iN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}} + \frac{R_{is}}{R_{iN}}\,a} \qquad (5.2.1/6)$$

Für die Ausgangsleistung ergibt sich schließlich

$$\frac{P_a}{P_B} = 4\,\frac{U_a}{U_{oN}}\,a\,\frac{\frac{U_o}{U_{oN}} - \left(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}}\right)\left[a + \left(\frac{R_i}{R_{iN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}}\right)\frac{R_{iN}}{R_{Fe}}\right.}{\frac{R_i}{R_{iN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}} + a\,\frac{R_{is}}{R_{iN}}}$$

$$\left. + a\,\frac{R_{is}}{R_{iN}}\,\frac{R_{iN}}{R_{Fe}}\right] \qquad (5.2.1/7)$$

Die Funktion $P_a = f(a)$ hat ein Maximum an der Stelle

$$(a)_{P_{amax}} = -\left(\frac{R_i}{R_{iN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}}\right)\frac{R_{iN}}{R_{is}} + \sqrt{\left(\frac{R_i}{R_{iN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}}\right)^2\left(\frac{R_{iN}}{R_{is}}\right)^2}$$

$$- \frac{\left(\frac{R_i}{R_{iN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}}\right)\left[\left(\frac{R_i}{R_{iN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}}\right)\left(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}}\right)\frac{R_{iN}}{R_{Fe}} - \frac{U_o}{U_{oN}}\right]}{\frac{R_{is}}{R_{iN}}\left(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}}\right)\left(1 + \frac{R_{is}}{R_{Fe}}\right)} \qquad (5.2.1/8)$$

Setzt man $(a)_{P_{amax}} = a_{max} = 1$ bei $U_o = U_{oN}$, ergibt sich aus Gl. (5.2.1/8) für die Ausgangsspannung mit $R_i = R_{iN}$

$$\frac{U_a}{U_{oN}} = \frac{1 + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}}}{(1 + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}})^2 \frac{R_{iN}}{R_{Fe}} + 2\,(1 + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}})(1 + \frac{R_{is}}{R_{Fe}}) + \frac{R_{is}}{R_{iN}}(1 + \frac{R_{is}}{R_{Fe}})} - \frac{U_D}{U_{oN}} \qquad (5.2.1/9)$$

Die maximale Ausgangsleistung P_{amax} läßt sich dann aus Gl. (5.2.1/7) errechnen, wenn man $a_{max} = (a)_{P_{amax}}$ nach Gl. (5.2.1/8) einsetzt.

5.2.2 Der Steuerparameter

Eine Gleichung für den Steuerparameter a erhält man, wenn man Gl. (5.2.1/7) nach a auflöst. Man bekommt die Wurzelbeziehung

$$a = \frac{1}{2} \frac{\frac{U_o}{U_{oN}} - (\frac{R_i}{R_{iN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}})(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}}) \frac{R_{iN}}{R_{Fe}} - \frac{1}{4} \frac{P_a}{P_B} \frac{R_{is}}{R_{iN}} \frac{U_{oN}}{U_a}}{(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}})(1 + \frac{R_{is}}{R_{Fe}})}$$

$$- \sqrt{\frac{1}{4} \left[\frac{\frac{U_o}{U_{oN}} - (\frac{R_i}{R_{iN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}})(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}}) \frac{R_{iN}}{R_{Fe}} - \frac{1}{4} \frac{P_a}{P_B} \frac{R_{is}}{R_{iN}} \frac{U_{oN}}{U_a}}{(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}})(1 + \frac{R_{is}}{R_{Fe}})} \right]^2 - \frac{1}{4} \frac{(\frac{R_i}{R_{iN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}}) \frac{P_a}{P_B} \frac{U_{oN}}{U_a}}{(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}})(1 + \frac{R_{is}}{R_{Fe}})}} \qquad (5.2.2/1)$$

In diese Gleichung ist U_a nach Gl. (5.2.1/9) einzusetzen. In Bild 5.2.2/1 ist der Steuerparameter a über der Ausgangsleistung P_a aufgetragen unter der Voraussetzung, daß nach Gl. (3.2.3/7) R_i proportional U_o ist. Der Verlustwiderstand R_{is} hat den gleichen Einfluß auf den Verlauf des Steuerparameters

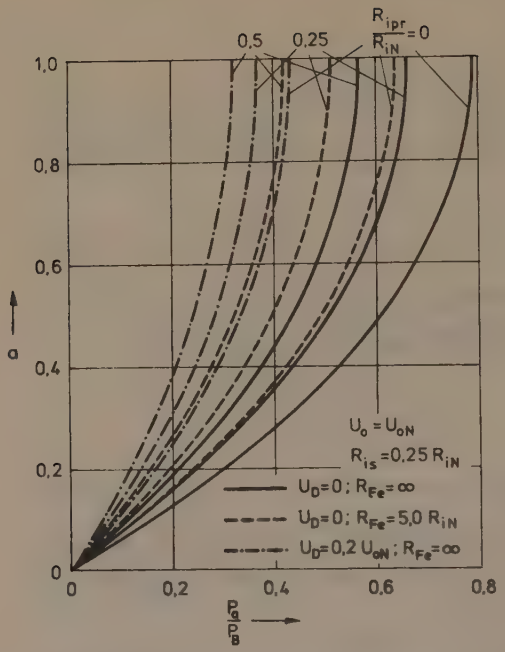


Bild 5.2.2/1

Steuerparameter a in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

wie der Verlustwiderstand R_{iW}, mit dem bereits in Kap. 4.4.3 gerechnet worden ist. Der Einfluß der Generatorspannung U_o ist ebenfalls von dort her schon bekannt. Diese beiden Parameter werden deshalb in Bild 5.2.2/1 konstant gehalten ($U_o = U_{oN}$, $R_{is} = 0,25\ R_{iN}$). Die neu hinzugekommenen Parameter R_{Fe}, R_{ipr}, und U_D ändern qualitativ wenig an den Kurvenverläufen. Alle Kurven gehen weiter durch den Ursprung und verlaufen parabolisch. Selbstverständlich wirken sich alle Parameter auf die maximal abgebbare Leistung aus.

5.2.3 Der Generatorstrom

Eine Beziehung für den Generatorstrom I_o ergibt sich sofort, wenn man den Steuerparameter a nach Gl. (5.2.2/1) in Gl. (5.2.1/6) einsetzt. Mit U_a nach Gl. (5.2.1/9) und $R_i/R_{iN} = U_o/U_{oN}$ ergibt sich eine Abhängigkeit des Generatorstromes

von der Ausgangsleistung mit U_o, R_{is}, R_{ipr}, R_{Fe} und U_D als Parameter, die in Bild 5.2.3/1 graphisch dargestellt ist. Hier

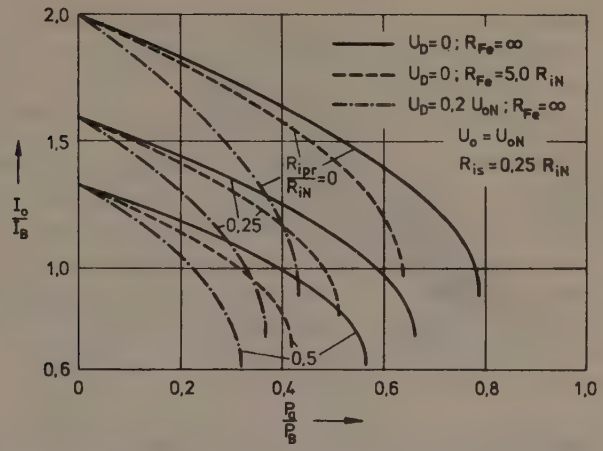


Bild 5.2.3/1 Generatorstrom I_o in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

sind wieder die Parameter $U_o = U_{oN}$ und $R_{is} = 0,25\ R_{iN}$ gesetzt und konstant gehalten, während die anderen Parameter variiert werden. Der primäre Innenwiderstand R_{ipr} verkleinert den Generatorstrom, die Kurven werden in Richtung der negativen Ordinate verschoben. Die Parameter R_{Fe} und U_D verändern den Leerlaufpunkt $P_a = 0$ nicht. Hiervon ausgehend, fallen die Kurven aber mit wachsender Ausgangsleistung stärker ab.

5.2.4 Die Klemmenspannung $\bar{u}_{12'}$

Der Mittelwert der Klemmenspannung $u_{12'}$ läßt sich aus Gl. (5.2.1/4) bestimmen. Normiert man diese Gleichung, erhält man

$$\frac{\bar{u}_{12'}}{U_{oN}} = \frac{U_o}{U_{oN}} - \frac{1}{2}\left(\frac{R_i}{R_{iN}} + \frac{R_{ipr}}{R_{iN}}\right)\frac{I_o}{I_B} \qquad (5.2.4/1)$$

In diese Gleichung wird der Generatorstrom I_o nach Gl.

(5.2.1/6) eingesetzt. Unter der Voraussetzung $R_i/P_{1N} = U_o/U_{oN}$ ist $\bar{u}_{12'}$ über der Ausgangsleistung P_a mit U_o, R_{is}, U_D, R_{ipr} und R_{Fe} als Parameter in Bild 5.2.4/1 graphisch dargestellt.

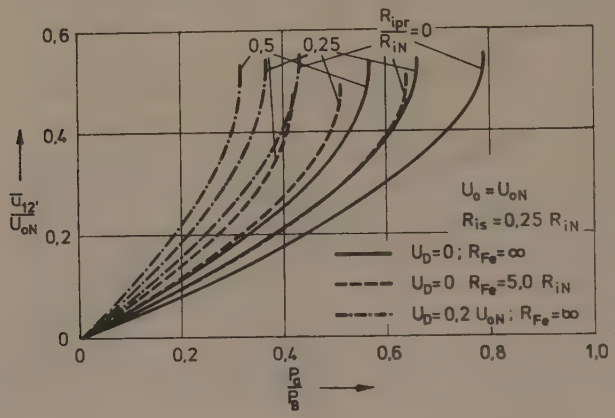


Bild 5.2.4/1 Mittelwert der Klemmenspannung $u_{12'}$ in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

Die Parameter U_o und R_{is} sind dabei wieder konstant gehalten. Alle Kurvenscharen beginnen weiterhin im Ursprung und verlaufen parabolisch. Alle Parameter wirken sich natürlich auf die Ausgangsleistung aus. Der primäre Verlustwiderstand R_{ipr} und der Querwiderstand R_{Fe} beeinflussen außerdem den bei P_{amax} auftretenden Maximalwert von $\bar{u}_{12'}$. Die eingeprägte Spannung U_D hingegen läßt diesen Wert unverändert.

6. Schaltungssynthese und experimentelle Untersuchungen

Die in den vorangegangenen Kapiteln gewonnenen Ergebnisse ermöglichen die Synthese der Schaltungen. Zur Überprüfung der Bemessungsregeln und des Betriebsverhaltens sind ein Wandler mit Bypass im Sekundärkreis und ein Wandler ohne Bypass aufgebaut worden.

Der dieser Arbeit zugrunde liegende thermionische Generator

hat bei maximaler Ausgangsleistung eine Nennausgangsspannung von 8,4 V (vgl. Kap. 2.2). Hieraus ergibt sich rechnerisch unter Annahme eines stromunabhängigen Generatorinnenwiderstandes eine Nenngeneratorspannung von U_{oN}= 16,8 V. Da nur prinzipielle Untersuchungen durchgeführt werden sollen, werden die Wandler nicht auf den wahren Nenngeneratorstrom von 270 A, sondern auf einen Bezugsstrom von I_B= 10 A ausgelegt.

Die Dimensionierung der Komponenten der Schaltung erfolgt nach den Gleichungen der Kapitel 4.3 und 4.4 , nach denen die Bauleistungen der Komponenten eine Funktion des Verlustwiderstandes R_{iW} sind. Es wird davon ausgegangen, daß die minimale Generatorspannung U_{omin} bis auf null absinken kann. Da R_{iW} gegenüber dem Nenninnenwiderstand R_{iN} des Generators, der sich zu $R_{iN} = U_{oN}/2 \cdot I_B = 0{,}840\,\Omega$ ergibt, verhältnismäßig klein sein wird, kann zur Auslegung der Wandlerkomponenten näherungsweise $R_{iW} = 0$ gesetzt werden.

Wegen seiner geringeren Zahl von Komponenten und des einfacheren Aufbaus der Steuerschaltung ist zunächst die Schaltung ohne Bypass aufgebaut worden.

6.1 Schaltung ohne Bypass

6.1.1 Dimensionierung der Bauelemente

Die Bauleistungen der Wandlerkomponenten sind umgekehrt proportional der Wandlerfrequenz. Um also Komponenten mit möglichst geringer Bauleistung, d.h. also kleinem Volumen und Gewicht, zu bekommen, muß die Wandlerfrequenz möglichst hoch gewählt werden. Hier sind aber durch die mit der Frequenz steigenden Wandlerverluste Grenzen gesetzt. Dies sind bei Transformator und Drossel die Eisenverluste, beim Kondensator dielektrische Verluste und bei den Transistoren Umschaltverluste. Die frequenzabhängigen Verluste von Drossel und Kondensator sind im allgemeinen klein gegenüber denen von Transformator und Transistoren, so daß die Letztgenannten die Frequenz des Wandlers bestimmen. Die Wandlerfrequenz wird also bei der Dimensionierung der Wandlerkomponenten festgelegt, die im Anhang ausführlich behandelt wird.

6.1.2 Aufbau der Steuerschaltung

Zur Steuerung der Wandlertransistoren wird eine Schaltung benötigt, mit der man die Wandlertransistoren, jeweils um eine halbe Periodendauer versetzt, während einer Zeitdauer leitend machen kann, die zwischen einer halben und der vollen Periodendauer veränderbar ist. Eine Übersicht gibt das Blockschaltbild (Bild 6.1.2/1). Ein Taktgeber erzeugt Rechteckimpulse mit

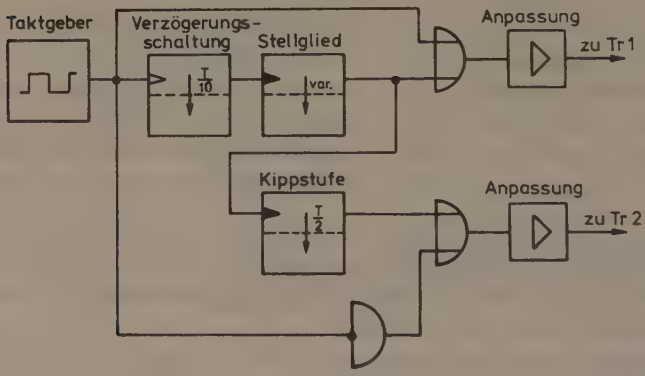


Bild 6.1.2/1 Steuerschaltung des Wandlers ohne Bypass
Blockschaltbild

der Periodendauer T und einem Tastverhältnis von $t_E/t_A = 1$. Mit ihm soll ein Stellglied mit dynamischem Eingang angesteuert werden. Dieses liefert wiederum Rechteckimpulse zur Ansteuerung der Wandlertransistoren, deren Länge zwischen T/2 und T veränderbar ist. Führt man das Stellglied als monostabilen Multivibrator aus, so benötigt dieser nach seinem Zurückkippen eine gewisse Erholzeit, ehe er wieder einsatzbereit ist. Ein Stellbereich bis zur vollen Periodendauer T ist daher nicht möglich. Deshalb ist dem Stellglied ein Verzögerungsglied vorgeschaltet, dessen Verzögerungszeit mindestens gleich der Erholzeit des Stellgliedes sein muß. Verknüpft man nun das Ausgangssignal des Stellgliedes mit dem Ausgangssignal des

Taktgebers über ein Oder-Glied, erhält man Rechteckimpulse, deren Breite man wie gewünscht von einer halben bis zur vollen Periodendauer einstellen kann. Sie können über eine Anpassungsstufe zur Ansteuerung eines Wandlertransistors verwendet werden.

Für den zweiten Wandlertransistor könnte man nun eine in gleicher Weise aufgebaute Schaltung vorsehen, die von demselben Taktgeber mit um T/2 verschobenen Ansteuerungsimpulsen versorgt wird. Man benötigte dann ein zweites Stellglied, das gemeinsam mit dem ersten verstellt werden müßte. Toleranzbedingte Abweichungen beider Stellglieder voneinander über den gesamten Stellbereich gesehen wären dabei nicht zu vermeiden. Es ist daher ein anderer Lösungsweg eingeschlagen worden, bei dem man mit einem Stellglied auskommt. Eine Kippstufe, die auf impulsförmige Ansteuerung Rechteckimpulse von einer halben Periodendauer liefert, wird von den negativen Flanken der Ausgangsgröße des Stellgliedes angesteuert (Bild 6.1.2/1). Der Ausgang dieser T/2-Kippstufe wird über ein Oder-Glied mit dem invertierten Ausgang des Taktgebers verknüpft. Das Ergebnis sind Rechteckimpulse, deren Breite sich zwischen einer halben und der vollen Periodendauer verstellen läßt. Sie werden nach Durchlaufen einer Anpassungsstufe zur Ansteuerung des zweiten Wandlertransistors benutzt.

Die Einzelheiten über den Aufbau und Abgleich der Steuerschaltung sind im Anhang näher beschrieben.

6.1.3 Beschreibung des Versuchsaufbaus

Den für die Messungen benutzten Versuchsaufbau zeigt Bild 6.1.3/1 . Die zunächst als Spannungsquelle eingestzte Bleibatterie ist für Meßzwecke ungeeignet, da ihre Ausgangsspannung nicht exakt einstellbar ist. Sie ist daher durch einen Drehstrom-Brückengleichrichter mit Glättungsdrossel ersetzt worden, der aus einem Stelltransformator gespeist wird. Da die Glättungsdrossel für die Oberschwingungen der Drehstrombrücke, also für Frequenzen von $f_n = 6\ n\ f_{Netz}$ ($n = 1,2,3,\ldots$;

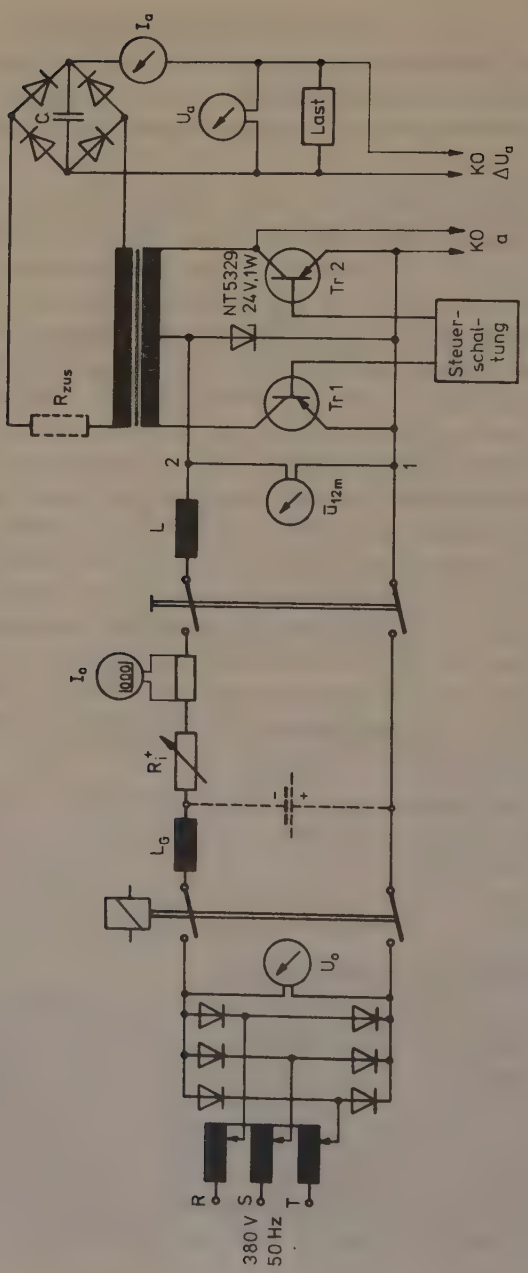


Bild 6.1.3/1 Versuchsaufbau

f_{Netz}= 50 Hz), ausgelegt ist, ist sie erheblich größer als die Eingangsdrossel des Wandlers, so daß der Generatorstrom I_o praktisch als ideal geglättet angesehen werden kann. Der Innenwiderstand des Gleichrichters, der sich geringfügig mit dem Strom ändert, ist bei den Messungen eleminiert worden. Die Klemmenspannung des Gleichrichters ist gleich der Generatorspannung U_o gesetzt und der Innenwiderstand des Generators durch einen veränderbaren Widerstand R_i^+ eingestellt worden. Die Last besteht aus einem einstellbaren Drahtwiderstand mit großer Streuinduktivität, so daß der Ausgangsstrom I_a geglättet ist. Es sind somit die Bedingungen für die Anwendbarkeit der in Kap. 5 abgeleiteten Gleichungen erfüllt. Der Generatorstrom I_o wird über einen Nebenwiderstand mit Hilfe eines Digitalvoltmeters bestimmt. Die Messung der Generatorspannung U_o, der Klemmenspannung $\bar{u}_{12m}$ und der Ausgangsgrößen U_a und I_a erfolgt mit mittelwertbildenden Drehspulinstrumenten. Der Steuerparameter a und die Schwankungsbreite ΔU_a der Ausgangsspannung werden mit Hilfe eines Kathodenstrahloszillographen bestimmt. Eine Zusammenstellung der Meßgeräte befindet sich im Meßprotokoll (s. Anhang).

Eine Sicherung des Spannungswandlers gegen Überströme ist nicht erforderlich, da der Wandler kurzschlußfest ist. Um die verhältnismäßig teuren Wandlertransistoren vor Überspannungen zu schützen, die infolge von Schalthandlungen am Eingang, Ausfall der Steuerung oder Entlastung am Ausgang hervorgerufen werden können, liegt am Transformatoreingang eine Z-Diode mit einer Durchbruchspannung von 24 V. Bei Auftreten von Überspannungen, die größer sind als die Durchbruchspannung, wird die Z-Diode leitend, legiert wegen der zu hohen Strombelastung durch und schließt den Transformatoreingang kurz, bis eingangseitig abgeschaltet werden kann. Diese einfache, die Messungen praktisch nicht beeinflussende Schutzvorrichtung hat sich gut bewährt.

6.1.4 Einstellen des Betriebsbereiches des Wandlers

Um den Aufwand in Grenzen zu halten, sind die Messungen so durchgeführt worden, daß der konstante primäre Verlustwiderstand R_{ipr} null gesetzt werden kann.(vgl. Bild 5.2/1). Dies ist der Fall, wenn der wirksame Verlustwiderstand im Primärkreis des Wandlers mit Hilfe des stellbaren Widerstandes R_i^+ so eingestellt wird, daß er sich proportional zur Generatorspannung U_o ändert. Die Einstellung dieses Widerstandes durch Widerstandsmessung erweist sich jedoch als nicht genau genug. Sie muß bei Betrieb des Wandlers vorgenommen werden. Es bietet sich der Betriebspunkt bei Leerlauf am Ausgang des Wandlers an (a = 0), bei dem am Wandlereingang unabhängig von den Parametern U_o, R_{is}, U_D und R_{Fe} ein Kurzschlußstrom von $2 \cdot I_B$ = 20 A fließen muß. Kontrollmessungen haben jedoch ergeben, daß der Wandler bei a = 0 ein anormales Verhalten hat und der Generatorstrom I_o noch einmal stärker ansteigt (Bild 6.1.4/1). Dies erklärt sich durch die Tatsache, daß bei a = 0

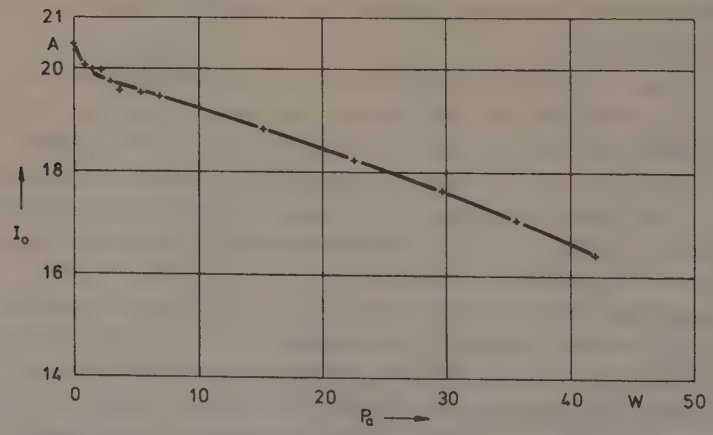


Bild 6.1.4/1 Generatorstrom I_o in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a für kleine Werte von P_a

keine Schaltungen mehr stattfinden und beide Wandlertransistoren dauernd leitend sind. Damit liegen hier ganz andere Be-

triebsverhältnisse als im normalen Betriebsbereich vor. Die Einstellung des Generatorinnenwiderstandes wird daher in einem Betriebspunkt in der Nähe des Leerlaufpunktes vorgenommen, für den der Generatorstrom I_o vorher berechnet wird. Ein zweiter Einstellpunkt wird bei maximaler Aussteuerung gewählt. Auch für ihn wird der Generatorstrom berechnet und durch Veränderung der Last eingestellt. Auf diese Weise ergibt sich die Ausgangsspannung, die dann bei Messungen mit anderen Generatorspannungen konstant gehalten wird. Die Einstellungen in beiden Punkten müssen wegen der gegenseitigen Beeinflussung mehrmals wiederholt werden.

Eine Vollaussteuerung bis auf a = 1 ist bei den ausgeführten Wandlern nicht möglich, da die Wandlertransistoren einen Ausschaltverzug von ca. 20 µs haben und somit schon bei Ansteuerung mit einer Impulsbreite von einer halben Periode eine Kurzschlußphase zustande kommt. Diese Einschränkung macht sich jedoch bei den hier durchgeführten grundsätzlichen Untersuchungen nicht störend bemerkbar. Der Effekt kann durch die Wahl von Schalttransistoren mit geringerer Ausschaltverzugszeit reduziert und durch eine aufwendigere Steuerung auch ganz kompensiert werden.

Um die jeweiligen Generatorstromwerte zur Einstellung des Wandlers berechnen zu können, müssen die Verlustwiderstände R_{is} und R_{Fe} und die Diodenspannung U_D bekannt sein. Sie werden im Anhang aus den Daten der Wandlerkomponenten bestimmt.

6.1.5 Auswertung und Diskussion der Meßergebnisse

Es sind Messungen bei drei Generatorspannungen $U_o = U_{oN}$, $U_o = 0{,}75\ U_{oN}$ und $U_o = 0{,}5\ U_{oN}$ und zwei Verlustwiderständen $R_{is} = 0{,}026\ R_{iN}$ und $R_{is} = 0{,}25\ R_{iN}$ durchgeführt worden. Die Ergebnisse der Messungen sind im Meßprotokoll zusammengestellt (s. Anhang). Die Ausgangsleistung P_a des Wandlers ergibt sich aus dem Produkt von Ausgangsspannung U_a und Ausgangsstrom I_a. Für die Ausgangsspannung U_a erhält man eine gute Übereinstimmung zwischen gemessenen und nach Gl. (5.2.1/9) gerechneten Werten:

Für $R_{is} = 0{,}026\ R_{iN}$ ist U_a(gemessen) = 27,2 V
U_a(gerechnet) = 0,4438 $U_{oN} \cdot ü$
= 27,0 V

Für $R_{is} = 0{,}25\ R_{iN}$ ist U_a(gemessen) = 23,9 V
U_a(gerechnet) = 0,3902 $U_{oN} \cdot ü$
= 23,7 V

wobei ü das Übersetzungsverhältnis des Transformators ist (ü = 3,62).

Der Generatorinnenwiderstand R_i, der hier, wie schon erwähnt, gleich dem gesamten wirksamen Verlustwiderstand im Primärkreis des Wandlers ist, ist zur Kontrolle durch Strom-Spannungs-Messung mit Gleichstrom gemessen worden. Er ergibt sich stets ein wenig kleiner als der theoretische Wert. So ist zum Beispiel für $R_{is} = 0{,}026\ R_{iN}$ und

$U_o = U_{oN}$ R_i(gemessen) = 0,832 Ω
R_i(gerechnet) = 0,840 Ω

$U_o = 0{,}75\ U_{oN}$ R_i(gemessen) = 0,618 Ω
R_i(gerechnet) = 0,630 Ω

$U_o = 0{,}5\ U_{oN}$ R_i(gemessen) = 0,404 Ω
R_i(gerechnet) = 0,420 Ω

Ähnliche Verhältnisse erhält man für $R_{is} = 0{,}25\ R_{iN}$, wie im Meßprotokoll nachzulesen ist.

In Bild 6.1.5/1 sind in die nach Gl. (5.2.2/1) berechneten Kurvenverläufe des Steuerparameters a die gemessenen Punkte eingetragen. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen gemessenen und gerechneten Werten, auch bei Veränderung der Generatorspannung U_o und des Verlustwiderstandes R_{is}. Der Eisenverlustwiderstand R_{Fe}, der mit Hilfe einer Näherungsformel errechnet worden ist (s. Anhang), und der sich im wesentlichen auf die Größe der Ausgangsleistung P_a auswirkt, wird durch die Messungen gut bestätigt.

Bild 6.1.5/2 zeigt die entsprechenden Meßergebnisse für den Generatorstrom I_o, wobei die berechneten Werte nach Gl. (5.2.1/6) ermittelt worden sind. Auch hier erhält man gute Übereinstimmung der Meßwerte mit den gerechneten Kurven.

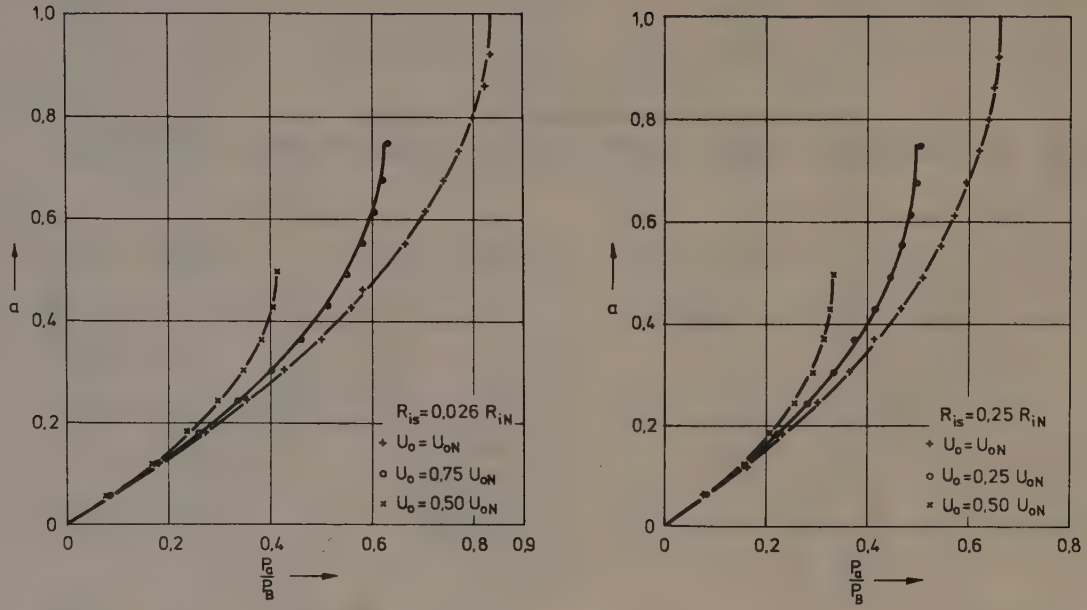


Bild 6.1.5/1 Steuerparameter a in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a
Meßwerte und gerechnete Kurvenverläufe

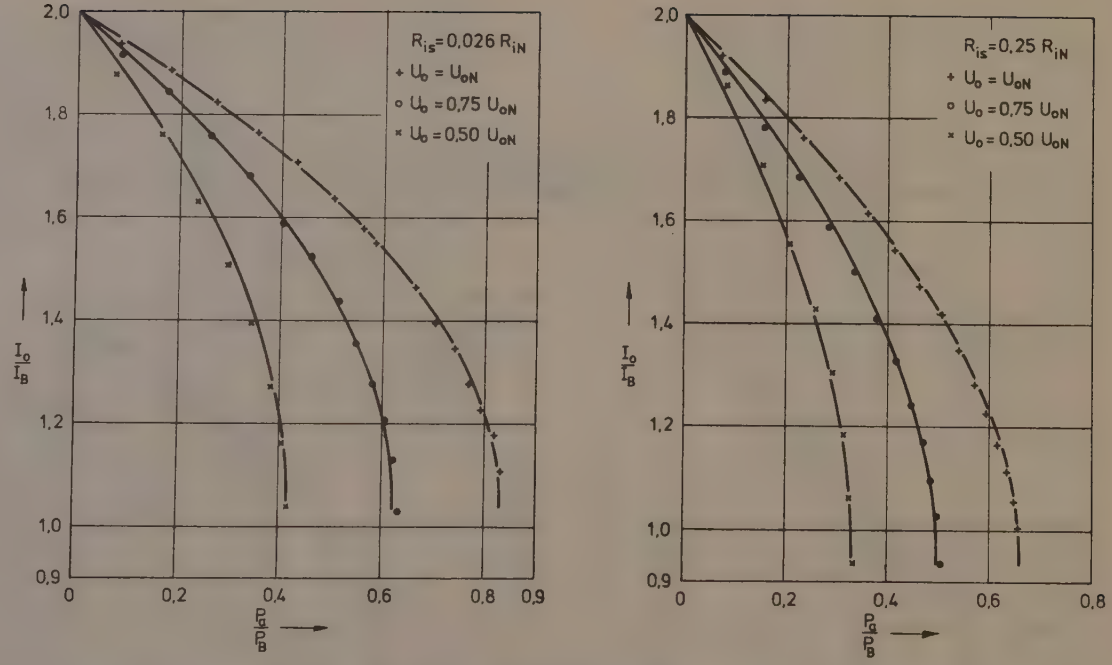


Bild 6.1.5/2 Generatorstrom I_o in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a
Meßwerte und gerechnete Kurvenverläufe

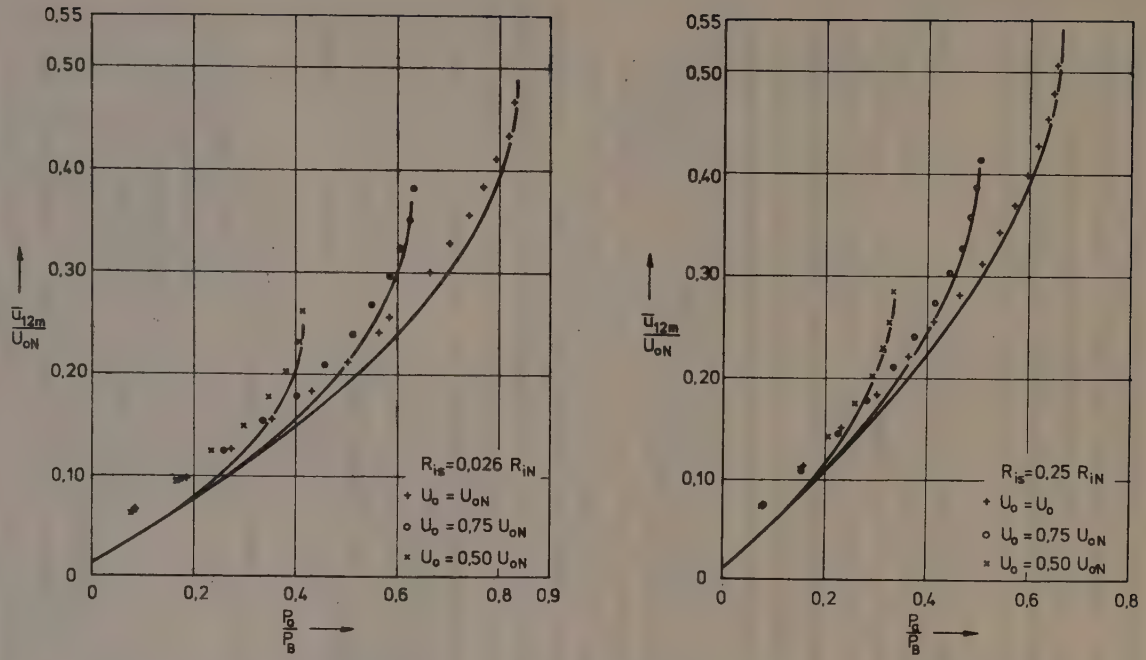


Bild 6.1.5/3 Klemmenspannung $\bar{u}_{12m}$ in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a
Meßwerte und gerechnete Kurvenverläufe

Die an den Klemmen des Transformators meßbare Spannung $\bar{u}_{12m}$ ist nach Bild 5.2/1 um den Spannungsabfall am Transformatorersatzwiderstand R_1 und um den Betrag der Transistorrestspannung U_{Tr} größer als die theoretische Klemmenspannung $\bar{u}_{12}'$. Man erhält also als Beziehung zwischen gerechneten und gemessenen Werten

$$\frac{\bar{u}_{12m}}{U_{oN}} = \frac{\bar{u}_{12}'}{U_{oN}} + \frac{U_{Tr}}{U_{oN}} + \frac{1}{2}\frac{R_1}{R_{iN}}\frac{I_o}{I_B} \qquad (6.1.5/1)$$

wobei $\bar{u}_{12}'$ nach Gl. (5.2.4/1) einzusetzen ist. Die Werte für U_{Tr} und R_1 sind im Anhang ermittelt. In Bild 6.1.5/3 sind die auf diese Weise errechneten Verläufe der Klemmenspannung $\bar{u}_{12m}$ über der Ausgangsleistung P_a des Wandlers graphisch dargestellt. Dazu sind die experimentell ermittelten Werte eingetragen, die alle über den rechnerisch bestimmten Werten liegen. Die Abweichungen wachsen mit abnehmender Ausgangsleistung. Für das Auftreten dieser Abweichungen sind im wesentlichen zwei Umstände verantwortlich, die sich rechnerisch nicht so ohne weiteres erfassen lassen. Betrachtet man den zeitlichen Verlauf der Klemmenspannung u_{12m}, der in Form eines Oszillogrammes in Bild 6.1.5/4 dargestellt ist, so erkennt man

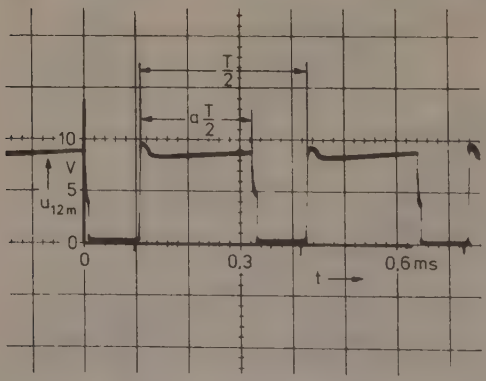


Bild 6.1.5/4

Zeitlicher Verlauf der Klemmenspannung u_{12m} (Oszillogramm)

zu Beginn der Flußphase a T/2 eine Spannungsüberhöhung. Sie entsteht beim Abschalten des zweiten Wandlertransistors nach der Kurzschlußphase und wird verursacht durch Streuinduktivitäten des Transformators [21]. Der Einfluß dieser Spannungsüberhöhung auf den Mittelwert der Klemmenspannung u_{12m} steigt

mit kleiner werdendem Steuerparameter und damit auch mit sinkender Ausgangsleistung. Als zweite Fehlerquelle ist am Ende der Flußphase eine Verzögerung beim Zusammenbruch der Spannung zu beobachten. Sie ergibt sich dadurch, daß beim Sperren der Dioden des Gleichrichters infolge des Trägerstaueffektes kurzzeitig Energie vom Ladekondensator in den Wandler zurückfließt. Da der Steuerparameter a vom Beginn des Spannungszusammenbruches an gemessen wird, bewirkt auch dieser Effekt eine Erhöhung des Mittelwertes der Klemmenspannung u_{12m}, die sich ebenfalls bei kleinem Steuerparameter, also kleiner Ausgangsleistung, stärker auswirkt als bei größeren Werten. Hinzu kommt noch, daß der Trägerstaueffekt bei kleinem Steuerparameter wegen der dann größeren Augenblickswerte des Sekundärstromes stärker ist als bei großem Steuerparameter.

Schließlich ist die Schwankungsbreite ΔU_a der Ausgangsspannung oszillographisch ermittelt worden. Rechnerisch ergibt sich die Schwankungsbreite nach Gl. (4.1.6.3/5) zu

$$\Delta u = \frac{1}{2}\frac{1}{C}\int_0^{T_C} |i_C|\,dt = \frac{T}{4}\frac{1}{C}\,\overline{|i_C|} \qquad \text{mit } \frac{T_C}{T} = \frac{1}{2} \qquad (6.1.5/2)$$

Sie ist somit direkt proportional dem Gleichrichtwert des Kondensatorstromes. Der Gleichrichtwert des Kondensatorstromes läßt sich wiederum aus Gl. (4.4.6.3/1) errechnen, wobei $\hat{i}_{C+} = \hat{i}_g - \hat{i}_{C-}$ und $\hat{i}_{C-} = I_a = a\,\hat{i}_g$ ist und $\hat{i}_g$ entsprechend Gl. (5.2.1/2) eingesetzt wird. Der Trägerstaueffekt macht sich auch im zeitlichen Verlauf der Ausgangsspannung durch kleine Sprünge δU_a bemerkbar (Bild 6.1.5/5). Die Größe dieser Sprünge

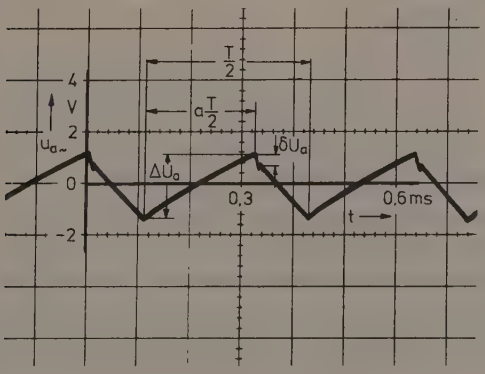


Bild 6.1.5/5

Zeitlicher Verlauf des Wechselanteils der Ausgangsspannung (Oszillogramm)

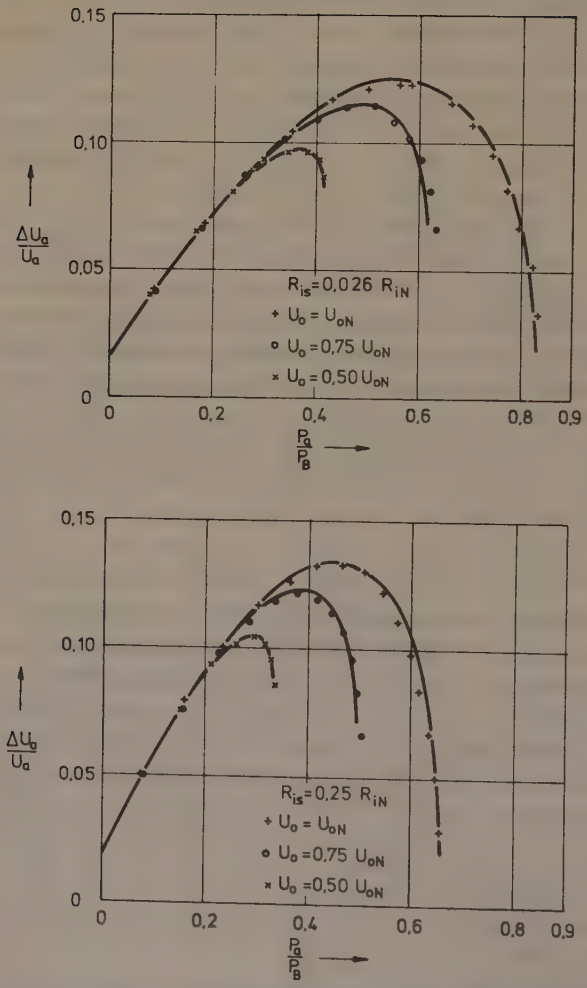


Bild 6.1.5/6 Schwankungsbreite ΔU_a der Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung Meßwerte und gerechnete Kurvenverläufe

ist bei der Durchführung der Messungen ebenfalls ermittelt worden und im Meßprotokoll vermerkt. Sie wird bei der rechnerischen Ermittlung von ΔU_a mit berücksichtigt. Man erhält so für die Schwankungsbreite der Ausgangsspannung den Ausdruck:

$$\frac{\Delta U_a}{U_a} = \frac{T}{4} \frac{1}{C' \cdot R_{iN}} \frac{U_{oN}}{U_a} a\,(1-a) \left[\frac{I_o}{I_B} - 2 \frac{R_{iN}}{R_{Fe}} \left(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}} \right) \right] + \frac{\delta U_a}{U_a} \qquad (6.1.5/3)$$

wobei C' die auf die Primärseite des Transformators umgerechnete Kapazität des Glättungskondensators ist. Die Größe der Kapazität C ist hier von ausschlaggebender Bedeutung. Da die verwendeten Elektrolytkondensatoren nach Herstellerangaben eine Toleranz von -10 % bis +50 % vom Nennwert haben [22] und die genaue Messung von Kapazitäten in der Größenordnung von 100 µF auf Schwierigkeiten stößt, wird die Größe des Kondensators aus den Meßwerten ermittelt. Es ergibt sich ein Wert von C = 111 µF (Nennwert 100 µF). Die damit errechneten Verläufe von ΔU_a sind über der Ausgangsleistung P_a zusammen mit den experimentell gefundenen Werten in Bild 6.1.5/6 dargestellt. Man erhält gute Übereinstimmung, zumal, wenn man berücksichtigt, daß die oszillographische Messung von ΔU_a verhältnismäßig ungenau ist. Durch die auftretenden Spannungssprünge sind die Kurven in Richtung der positiven Ordinate verschoben und gehen folglich auch nicht mehr durch den Ursprung.

6.2 Schaltung mit Sekundärbypass

6.2.1 Dimensionierung der Bauelemente

Wegen der bereits geschilderten Vorteile gegenüber dem Primärbypasswandler ist für die experimentellen Untersuchungen ein Wandler mit Bypass im Sekundärkreis gewählt worden. Um den Aufwand zu verringern, sind Eingangsdrossel, Transformator und Wandlertransistoren des Wandlers ohne Bypass unverändert übernommem worden, obwohl sie jetzt natürlich reich-

lich überdimensioniert sind. Neu ausgelegt worden sind der Glättungskondensator und der Gleichrichter. Während beim Wandler ohne Bypass die Sperrspannung an den Dioden des Gleichrichters gleich nach der Flußphase auf einen Wert in der Größe der Ausgangsspannung steigt, denn die Wechselspannung u_{sek} wird null, folgt hier der Flußphase die Bypassphase, in der die Wechselspannung nur geringfügig niedriger ist als U_a. Die Sperrspannung an den Dioden ist also entsprechend geringer. Daher ist hier ein Brückengleichrichter mit schnell schaltenden Dioden eingesetzt worden.

Es ist bereits darauf hingewiesen worden, daß sich bei der Verlegung des Bypasses in den Sekundärkreis des Wandlers Thyristoren als Schaltelemente vorteilhaft einsetzen lassen. Für das Versuchsmodell ist ein Triac gewählt worden. Als Bypasswiderstand ist ein einstellbarer, induktionsarm gewickelter Drahtwiderstand (Kreuzwicklung) eingesetzt worden, denn bei Versuchen mit normal gewickelten Drahtwiderständen hat sich gezeigt, daß beim Zuschalten des Bypasses infolge der Induktivität des Widerstandes kurzzeitig Spannungsüberhöhungen auftreten, die das Sperren der Gleichrichterdioden verhindern.

Weitere Einzelheiten zur Dimensionierung der Bauelemente sind im Anhang zusammengestellt.

6.2.2 Aufbau der Steuerschaltung

Zur Steuerung der Wandlertransistoren dieses Wandlers kann die bereits für den Wandler ohne Bypass entwickelte Schaltung übernommen werden. Man benötigt jedoch eine zusätzliche Schaltung zur Steuerung des Triacs. Der Triac kann durch Stromimpulse beliebiger Polarität angesteuert werden, jedoch hängt die Höhe des Zündstromes ein wenig von der Polarität der anliegenden Spannung und des Zündimpulses ab. Der Schaltungsaufwand wird besonders einfach, wenn der Triac abwechselnd mit positiven und negativen Impulsen gezündet wird. Die Aufgabe der Steuerschaltung muß es also sein, diese Impulse, die einen

konstanten Abstand von T/2 voneinander haben, zu erzeugen, und zwar so, daß man sie gegenüber den vom Taktgeber erzeugten Rechteckimpulsen um eine halbe Periode verschieben kann. Den prinzipiellen Aufbau der Steuerschaltung des Wandlers zeigt das Blockschaltbild (Bild 6.2.2/1), in dem die neu hinzugekommene Triacsteuerung besonders kenntlich gemacht ist. Die

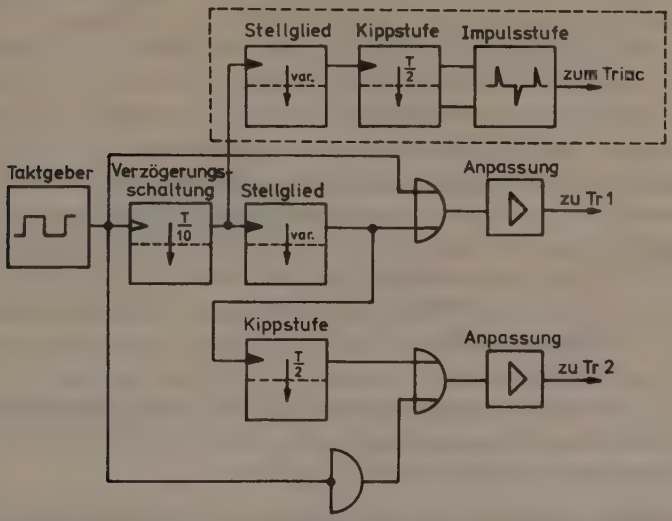


Bild 6.2.2/1 Steuerschaltung des Wandlers mit Sekundärbypass
Blockschaltbild

Taktfrequenz wird, um die Kurvenform des Taktgebers nicht zu beeinflussen, hinter der Verzögerungsstufe abgenommen. Hiermit wird ein Stellglied angesteuert, das ein verzögertes Ausgangssignal liefert, wobei die Verzögerungszeit einstellbar ist. Dieses Signal wird auf eine T/2-Kippstufe gegeben, die die Erzeugung zweier um T/2 verschobener und in der Polarität entgegengesetzter Impulse bewirkt. Einzelheiten über Ausführung und Abgleich der Schaltung sind im Anhang beschrieben.

6.2.3 Einstellen des Betriebsbereiches des Wandlers

Durch die schon erwähnte Ausschaltverzögerung der Wandlertransistoren bedingt, kann der Steuerparameter a nicht bis auf den Wert 1 vergrößert werden. Beim Wandler mit Bypass bedeutet die verbleibende Kurzschlußphase, daß ein Betrieb mit Nenngeneratorspannung nicht möglich ist, denn nach Gl. (3.2.3/3) in Verbindung mit Gl. (3.2.3/9) ist $U_{omax}/U_{oN} = a_{max}$. Die Einstellung des Wandlers erfolgt im Punkt maximaler Ausgangsleistung, bei dem die Bypassphase null ist, und bei einem Betriebspunkt in der Nähe des Leerlaufes. Der Leerlauf selbst (a = 0) kann auch hier nicht als Einstellpunkt gewählt werden, weil dieser Punkt wegen der Verluste des Glättungskondensators nicht erreichbar ist. Die Einstellung erfolgt wieder mit Hilfe von errechneten Werten für den Generatorstrom. Zusätzlich wird die Ausgangsspannung errechnet. Bei Betrieb ohne Bypassphase wird dann bei fester Ausgangsspannung der Innenwiderstand R_i^+ so eingestellt, daß der rechnerisch bestimmte Generatorstrom fließt. Anschließend wird die Bypassphase vergrößert bis zu einem festgelegten Betriebspunkt in der Nähe des Leerlaufes und bei gleicher Ausgangsspannung und konstant bleibendem R_i^+ der Bypasswiderstand so eingestellt, daß wieder der rechnerisch ermittelte Generatorstrom fließt.

Zur rechnerischen Bestimmung von Generatorstrom und Ausgangsspannung müssen die Wandlerparameter bekannt sein. Da lediglich der Glättungskondensator und der Gleichrichter neu dimensioniert sind, brauchen nur der Diodenwiderstand R_D und die Diodenspannung U_D neu bestimmt zu werden (s. Anhang).

6.2.4 Auswertung und Diskussion der Meßergebnisse

Die Messungen sind für drei Generatorspannungen $U_o = U_{oN}$, $U_o = 0{,}75\ U_{oN}$ und $U_o = 0{,}5\ U_{oN}$ und zwei Verlustwiderstände $R_2 = 0{,}0178\ R_{iN}$ und $R_2 = 0{,}2418\ R_{iN}$ durchgeführt worden. Da der Diodenwiderstand R_D sehr klein ist, sind bei den ersten Messungen im Bereich kleiner Ausgangsleistungen Meßfehler aufgetreten, die auf eine nicht einwandfreie Abtrennung der Last während der Bypassphase zurückzuführen waren. Die folgenden Messungen sind daraufhin mit einem um 10 % reduzierten Bypass-

widerstand, also $R_{BP}^{+} = 0{,}9\ R_{BP}$, durchgeführt worden. Die Meßergebnisse sind im Meßprotokoll zusammengestellt (s. Anhang). Die gemessenen Werte für den Innenwiderstand R_i ergeben sich wie beim Wandler ohne Bypass stets etwas kleiner als die gerechneten. So ist für $R_2 = 0{,}0178\ R_{iN}$ und

$U_o = 0{,}9231\ U_{oN}$ $\quad R_i(\text{gemessen}) = 0{,}765\,\Omega$; $R_i(\text{gerechnet}) = 0{,}775\,\Omega$

$U_o = 0{,}75\ U_{oN}$ $\quad R_i(\text{gemessen}) = 0{,}618\,\Omega$; $R_i(\text{gerechnet}) = 0{,}630\,\Omega$

$U_o = 0{,}5\ U_{oN}$ $\quad R_i(\text{gemessen}) = 0{,}395\,\Omega$; $R_i(\text{gerechnet}) = 0{,}420\,\Omega$

Für $R_2 = 0{,}2418\ R_{iN}$ ergibt sich, wie aus dem Meßprotokoll hervorgeht, eine ähnliche Tendenz.

Der Bypasswiderstand läßt sich mit Gl. (5.1.2/3) nachrechnen.

Für $R_2 = 0{,}0178\ R_{iN}$ ist $R_{BP}^{+}(\text{gemessen}) = 9{,}45\,\Omega$;

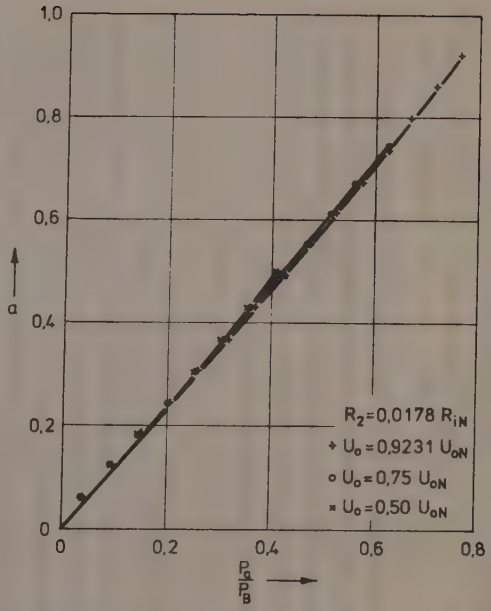
$R_{BP}^{+}(\text{gerechnet}) = 0{,}9 \cdot 0{,}9720\ R_{iN}\ \ddot{u}^2 = 9{,}63\,\Omega$

Für $R_2 = 0{,}2418\ R_{iN}$ ist $R_{BP}^{+}(\text{gemessen}) = 11{,}7\,\Omega$;

$R_{BP}^{+}(\text{gerechnet}) = 0{,}9 \cdot 1{,}1635\ R_{iN}\ \ddot{u}^2 = 11{,}53\,\Omega$

Die Widerstandsmessung erfolgte mit einer Wheatstoneschen Brücke. Es ergibt sich im Rahmen der Meßgenauigkeit eine gute Übereinstimmung zwischen gemessenen und gerechneten Werten. Der Einfluß der Spannungsabfälle am Triac (differentieller Widerstand $R_{diff} = 0{,}070\,\Omega$; Schleusenspannung $U_s = 0{,}8$ V) ist bei den hohen Betriebsspannungen vernachlässigbar.

In Bild 6.2.4/1 sind für den Steuerparameter a die gemessenen Werte zusammen mit den nach Gl. (5.1.3/9) gerechneten Kurven in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung aufgetragen. Es ergibt sich im wesentlichen gute Übereinstimmung. Geringe Abweichungen erhält man für kleine Werte von P_a. Dort ergeben sich die gemessenen Ausgangsleistungen etwas kleiner als die gerechneten, da sich hier auch kleinere, nicht berücksichtigte Verluste bemerkbar machen, ein Effekt, der auch beim Wandler ohne Bypass beobachtet werden konnte.



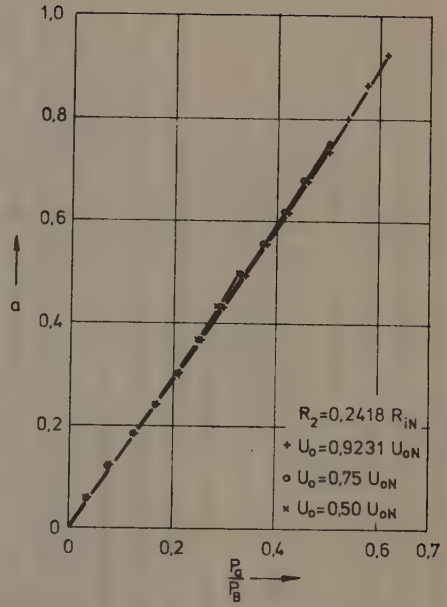


Bild 6.2.4/1 Steuerparameter a in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a
Meßwerte und gerechnete Kurvenverläufe

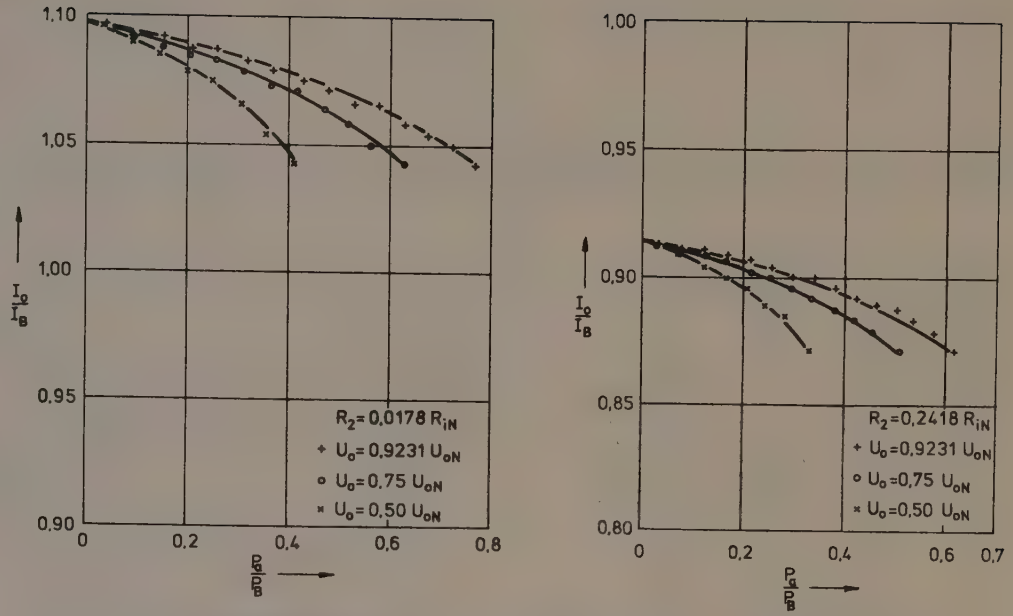
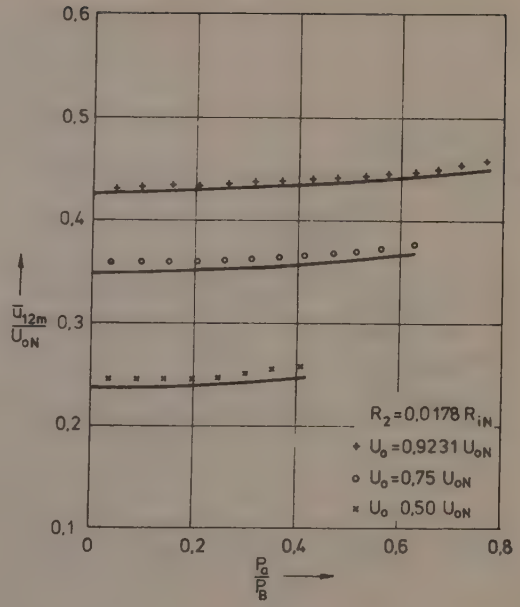


Bild 6.2.4/2 Generatorstrom I_o in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a
Meßwerte und gerechnete Kurvenverläufe



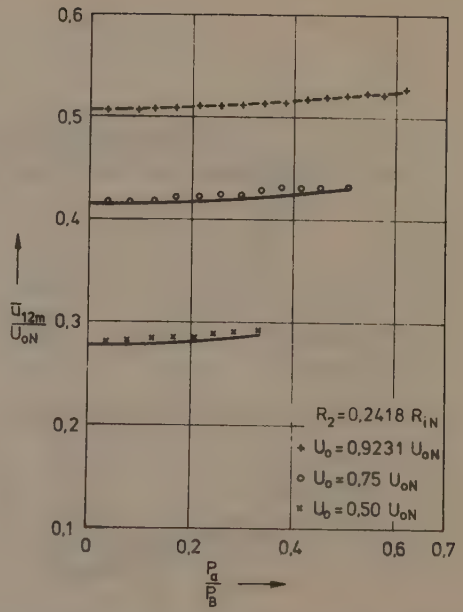


Bild 6.2.4/3 Klemmenspannung $\bar{u}_{12m}$ in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a
Meßwerte und gerechnete Kurvenverläufe

Die Meßwerte für den Generatorstrom I_o sind zusammen mit den nach Gl. (5.1.3/7) errechneten Kurven über der Ausgangsleistung in Bild 6.2.4/2 aufgetragen. Auch hier ergibt sich gute Übereinstimmung mit den gerechneten Werten. Verursacht durch den kleinen Verlustwiderstand R_D, ändert sich der Generatorstrom im gesamten Betriebsbereich nur wenig.

Die für die Klemmenspannung $\bar{u}_{12m}$ gemessenen Werte sind in Bild 6.2.4/3 über der Ausgangsleistung aufgetragen. Die zum Vergleich mit eingetragenen theoretischen Kurvenverläufe ergeben sich wie beim Wandler ohne Bypass aus Gl. (6.1.5/1). Die Meßwerte zeigen die gleiche Abhängigkeit von der Ausgangsleistung wie die errechneten Werte, liegen jedoch alle etwas höher als diese. Der Grund ist derselbe wie beim Wandler ohne Bypass. In Bild 6.2.4/4, das ein Oszillogramm der Klemmenspannung u_{12m} zeigt, erkennt man deutlich in den kleinen

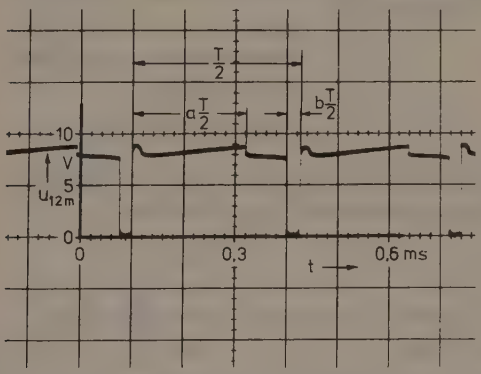


Bild 6.2.4/4

Zeitlicher Verlauf der Klemmenspannung u_{12m} (Oszillogramm)

Spannungssprüngen den Augenblick, in dem der Bypass zugeschaltet wird. Eine Abschaltverzögerung wie beim Wandler ohne Bypass ist hier nicht zu beobachten, da die infolge des Trägerstaueffektes zurückgespeiste Energie in den Bypass abfließt. Man stellt jedoch auch hier die Spannungsüberhöhung durch Streuinduktivitäten des Transformators beim Abschalten des zweiten Wandlertransistors nach der Kurzschlußphase fest. Die Abweichungen zwischen Rechen- und Meßwerten sind im Gegensatz zum Wandler ohne Bypass praktisch unabhängig von der Ausgangsleistung, da sich der Parameter b und damit die Zeit, während der die Klemmenspannung $\bar{u}_{12m}$ praktisch null ist, mit der

Ausgangsleistung nicht ändert.

Schließlich ist auch für diesen Wandler die Schwankungsbreite ΔU_a der Ausgangsspannung oszillographisch ermittelt worden. Da auch hier durch die Rückspeisung aus dem Glättungskondensator infolge des Trägerstaueffektes Sprünge im Kurvenverlauf auftreten, die bei diesem Wandler, wie Bild 6.2.4/5 zeigt, praktisch unverzögert erscheinen, ist ihre Größe δU_a

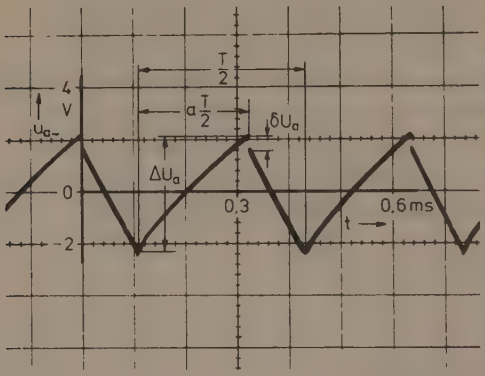


Bild 6.2.4/5

Zeitlicher Verlauf des Wechselanteils der Ausgangsspannung (Oszillogramm)

in den Meßreihen mit aufgenommen und bei der Auswertung berücksichtigt. Für die Schwankungsbreite gilt nach Gl. (6.1.5/2)

$$\Delta u = \frac{T}{4}\,\frac{1}{C}\,\overline{|i_C|}$$

Der Gleichrichtwert des Kondensatorstromes läßt sich nach Gl. (4.1.6.3/8) bestimmen. Mit $\hat{i}_{C+} = \hat{i}_g - \hat{i}_{C-}$ und $\hat{i}_{C-} = I_a = a\,\hat{i}_g$ und $\hat{i}_g$ entsprechend Gl. (5.1.3/4) wird

$$\frac{\Delta U_a}{U_a} = \frac{T}{4}\,\frac{1}{C'\cdot R_{iN}}\,\frac{U_{oN}}{U_a}\,a\,(1-a)\,\frac{\frac{I_o}{I_B} - 2\,\frac{R_{iN}}{R_{Fe}}\left(\frac{U_a}{U_{oN}} + \frac{U_D}{U_{oN}}\right)}{1 + \frac{R_D}{R_{Fe}}} + \frac{\delta U_a}{U_a} \qquad (6.2.4/1)$$

Die Größe des Glättungskondensators C wird wieder aus den Meßwerten ermittelt. Es ergibt sich C = 50,5 µF (Nennwert 47 µF). Mit diesem Wert sind die in Bild 6.2.4/6 dargestellten Kurven errechnet worden. Die mit eingetragenen Meßwerte

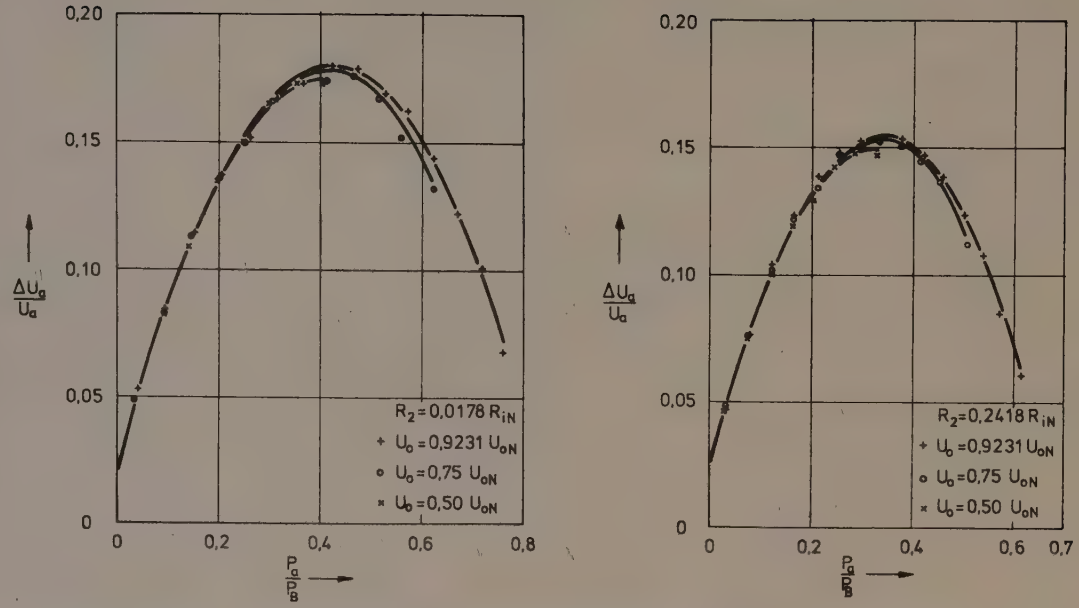


Bild 6.2.4/6 Schwankungsbreite ΔU_a der Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_a
Meßwerte und gerechnete Kurvenverläufe

bestätigen - unter Berücksichtigung der verhältnismäßig ungenauen Meßmethode - mit guter Näherung die gerechneten Kurven.

7. Zusammenfassung

Gleichspannungswandler, die zur Aufbereitung der von einem thermionischen Generator gelieferten elektrischen Energie Verwendung finden sollen, müssen den speziellen Anforderungen dieses Generators angepaßt sein. Neben der Herauftransformation der verhältnismäßig geringen Generatorspannung und der Konstanz der Ausgangsspannung bei wechselnder Last und sich ändernder Eingangsspannung müssen sie dafür sorgen, daß der Generatorstrom in keinem Betriebszustand seinen Nennwert unterschreitet, da dies zu einer inneren Überhitzung des Generators führen würde. Außerdem sollten Gewicht und Volumen der Wandler möglichst klein sein, denn thermionische Generatoren sind vorwiegend zur Energieversorgung von Satelliten vorgesehen.

Zur Lösung dieser Aufgabe werden zwei Wandlertypen untersucht, die beide eine Kombination eines Gegentakt-Gleichspannungswandlers mit einem Gleichstromsteller darstellen, wobei für beide Funktionsgruppen dieselben Schaltelemente benutzt werden. Der Gegentaktwandler übernimmt die Energiewandlung, der Gleichstromsteller hat Steuerungsaufgaben. Der erste Wandlertyp verwendet zusätzlich einen Bypass, der, periodisch geschaltet, bei Teillast am Ausgang des Wandlers die überschüssige Energie übernimmt und so die Belastung des Generators konstant hält. Bei Änderungen der Generatorspannung wird die Ausgangsspannung durch den Gleichstromsteller konstant gehalten. Man erreicht mit diesem Wandlertyp neben einer Konstanz der Ausgangsspannung auch eine Konstanz des Generatorstromes.

Dem zweiten Wandlertyp liegt die Überlegung zugrunde, daß der Generatorstrom zwar nicht kleiner, wohl aber größer als der Nennstrom werden darf. Es wird hier auf den Bypass verzichtet und bei Teillast am Wandlerausgang durch Erhöhung des Generatorstromes die Generatorspannung so verringert, daß der Generator jeweils nur die gerade geforderte Leistung abgibt. Bei Leerlauf am Ausgang des Wandlers ist somit der thermionische Generator kurzgeschlossen. Bei diesem Wandlertyp übernimmt der Gleichstromsteller die gesamte Steuerung des Wandlers.

Bei eingehenden Untersuchungen beider Wandlertypen stellt sich heraus, daß bei Berücksichtigung bestimmter Verluste die Wirkungsweise des Wandlers mit Bypass sich dergestalt ändert, daß der Generatorstrom nicht mehr absolut konstant gehalten werden kann, sondern sich in einem normalerweise verhältnismäßig engen Bereich ändert. Es werden Möglichkeiten aufgezeigt, durch Änderung der Betriebsweise diesen Nachteil zu beheben, was jedoch neue Nachteile mit sich bringt.

Von entscheidendem Einfluß auf Gewicht und Volumen eines Gerätes sind die Bauleistungen seiner Komponenten. Für beide Wandlertypen durchgeführte Berechnungen zeigen, daß die Bauleistungen der Komponenten des Wandlers ohne Bypass zum Teil erheblich größer sind als die des Wandlers mit Bypass. Dies läßt sich durch den größeren Generatorstrom beim Wandler ohne Bypass erklären. Dem steht der Vorteil der geringeren Komponentenzahl und des geringeren Aufwandes an Steuereinrichtungen beim Wandler ohne Bypass gegenüber.

Die Ergebnisse der theoretischen Untersuchungen ermöglichen die Schaltungssynthese. Zur Überprüfung der Bemessungsregeln sind beide Wandlertypen aufgebaut worden. Für die Wandler- und Bypassschaltelemente ist eine Steuerungselektronik entwickelt worden. Die durchgeführten Messungen bestätigen die rechnerisch gefundenen Ergebnisse.

8. Anhang

8.1 Wandler ohne Bypass

8.1.1 Dimensionierung der Bauelemente

8.1.1.1 Die Wandlertransistoren

Beim Wandler ohne Bypass ist von den Wandlertransistoren bei Vernachlässigung aller Verluste maximal ein Strom von $I_c = 2\ I_B = 20$ A zu schalten, die maximale Sperrspannung beträgt $U_{ce} = U_{oN} = 16{,}8$ V. Als Wandlertransistoren kommen Silizium- und Germanium-Leistungstransistoren in Frage. Siliziumtransistoren haben höhere maximal zulässige Sperrschichttemperaturen, niedrigere Umschaltverluste und eine doppelt so hohe spezifische thermische Leitfähigkeit gegenüber Germaniumtransistoren. Sie werden daher für den Einsatz im Weltraum bevorzugt [14]. Für Wandler mit kleinen Eingangsspannungen sind dagegen Germaniumtransistoren wegen ihrer geringeren Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung von Vorteil. Sie haben außerdem eine höhere Stromverstärkung. Aus diesen und aus wirtschaftlichen Gründen - für Kollektorströme in der Größenordnung von 20 A sind Germaniumtransistoren preisgünstiger als Siliziumtransistoren - sind für die Versuchswandler Germaniumtransistoren eingesetzt worden. Um eine gute Stromverstärkung und eine möglichst geringe Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung zu bekommen, werden sie etwas überdimensioniert. Gewählt worden ist der Leistungstransistor 2N 4281, der einen maximalen Kollektorstrom von $I_c = 60$ A schalten kann und für eine maximale Kollektor-Emitter-Spannung von $U_{ce} = 45$ V ausgelegt ist. Die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung beträgt nach Herstellerangaben bei $I_c = 15$ A und einem Basisstrom von 1 A maximal $[U_{ce}]_{sat} = 0{,}15$ V [23]. Germaniumtransistoren dieser Größe haben Schaltzeiten, die im Bereich von 10 - 20 µs liegen und somit nur für Schaltfrequenzen von einigen Kilohertz verwendbar sind. Da Transformatoren mit Kernen aus geeigneten Werkstoffen (z.B. Ferrit) leicht mit sehr viel höheren Frequenzen betrieben werden können, bestimmen die Leistungstransistoren die Frequenz der Versuchswandler. Für den gewählten Typ erhält man bei einem zu schaltenden Strom von $I_c = 10$ A (Nennbetrieb) eine Einschalt-

zeit von t_E= 8 µs und eine Ausschaltzeit von t_A= 27 µs [23]. Die Umschaltverluste P_{VU} eines Transistors lassen sich näherungsweise berechnen, wenn man die Änderung von Kollektorstrom und Kollektor-Emitter-Spannung während der Umschaltzeiten als linear annimmt [24]. Unter Vernachlässigung der Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung und des Transistorreststromes, der im Sperrzustand fließt, erhält man für die Umschaltverluste

$$P_{VU} = \frac{1}{6} U_{ce} I_{cU} \frac{t_E + t_A}{T} \qquad (8.1.1.1/1)$$

Außer bei Nennbetrieb schalten die Wandlertransistoren jeweils nur den halben Generatorstrom (vgl. Bild 3.3.1/2). Die maximalen Umschaltverluste treten daher bei Nennbetrieb und bei Leerlauf am Ausgang des Wandlers auf. In beiden Fällen ist $I_{cU} = I_B$ zu setzen. Außer diesen Umschaltverlusten treten während der Leitdauer des Transistors infolge der Sättigungsspannung $[U_{ce}]_{sat}$ noch Leitverluste auf, die maximal werden, wenn der Transistor während der ganzen Periode leitend ist.(Leerlauf am Ausgang des Wandlers). Man erhält

$$P_{VL} = [U_{ce}]_{sat} I_{cl} \qquad (8.1.1.1/2)$$

wobei $I_{cl} = I_o/2 = I_B$ zu setzen ist. Während die Umschaltverluste frequenzabhängig sind, ergeben sich die Leitverluste frequenzunabhängig. Wählt man die Wandlerfrequenz so, daß die Umschaltverluste maximal gleich den maximalen Leitverlusten sind, ergibt sich aus Gl. (8.1.1.1/1) und (8.1.1.1/2) für die Periodendauer T des Wandlers, wenn man mit $[U_{ce}]_{sat}$= 0,15 V rechnet

$$T = \frac{1}{6} \frac{U_{ce}}{[U_{ce}]_{sat}} (t_E + t_A) = 653\ \mu s$$

Die Ausschaltzeit des Transistors steht dazu mit rund 4 % in einem vertretbaren Verhältnis. Gewählt wird schließlich eine Periodendauer von T = 650 µs, die einer Wandlerfrequenz von f = 1/T = 1540 Hz entspricht.

8.1.1.2 Der Transformator

Nach Bild 4.4.6.1/3 ergibt sich für $R_{iW} = 0$ die Bauleistung des Transformators zu

$$P_{bT} = 1{,}71\ P_B$$

Unter Vernachlässigung der Transistorrestspannung U_{Tr} beträgt die Bezugsleistung $P_B = I_B \cdot U_{oN}/2 = 84$ W. Bezieht man die Bauleistung auf die Netzfrequenz von 50 Hz, erhält man für den Transformator

$$P_{bT} = \frac{1{,}71 \cdot 84 \cdot 50}{1540}\ \text{VA} = 4{,}65\ \text{VA}$$

Als Kernmaterial für Transformator und Drossel kann bei der gewählten Frequenz noch geblechtes Eisen verwendet werden. Mit dem berechneten Bauleistungswert wird ein nach DIN 41302 und 41304 genormter Mantelkern ausgesucht, wobei M-Schnitte E/I-Schnitten vorzuziehen sind, da sie einen größeren Wickelraum haben. Eine Beziehung zwischen Eisenquerschnitt q_{Fe}, Scheitelinduktion $\hat{B}$, Windungszahl n und Frequenz f erhält man aus Gl. (4.1.6.1/2), wenn $\hat{\Psi} = n\, q_{Fe}\, \hat{B}$ gesetzt wird. Das Übersetzungsverhältnis ü des Transformators wird so festgelegt, daß sich eine Ausgangsspannung von ca. 30 V ergibt. Die Drahtquerschnitte von Primär- und Sekundärwicklung lassen sich bestimmen aus den maximalen Effektivwerten von Primär- und Sekundärstrom, die man aus den Bildern 4.4.6.1/1 und 4.4.6.1/2 entnimmt: $I_{pr1,2max} = I_B$ und $I_{sekmax} = 1{,}09\ I_B$. Dazu wird eine maximal zulässige Stromdichte von 3,5 A/mm^2 angenommen. Die beiden Primärwicklungshälften werden ineinander verschachtelt gewickelt, um eine möglichst gute Symmetrie zu erhalten. Die Sekundärwicklung wird darüber gelegt. Bei der Wahl der Windungszahl der Primärwicklung ist mit zu berücksichtigen, daß die Primärwicklung über die ganze Spulenlänge reichen muß, da sonst Schwierigkeiten beim Aufbringen der Sekundärwicklung entstehen. Der Wickelraum ist nach Zeissler[25] abgeschätzt worden, was sich mit der Praxis gut deckte. Die Daten des so konzipierten Transformators sind:

Kern	M 55/20
Blechsorte	Dynamoblech IV, 0,35 mm, wechselsinnig geschichtet

Primärwicklung	2 x 13 Wdgn., CuL, 2 mm$^{\varnothing}$
Sekundärwicklung	47 Wdgn., CuL, 1,18 mm$^{\varnothing}$
Übersetzungsverhältnis	ü = 3,62

8.1.1.3 Die Eingangsdrossel

Für die Bauleistung der Eingangsdrossel erhält man nach Bild 4.4.6.2/2 bei R_{iW}= 0

$$P_{bL} = 5{,}55\ P_B$$

Bezieht man diese Bauleistung auf die Netzfrequenz, ergibt sich

$$P_{bL} = \frac{5{,}55 \cdot 84 \cdot 50}{1540}\ \text{VA} = 15{,}1\ \text{VA}$$

Damit ist ein nach DIN 41302 genormter Kern ausgewählt worden. Für die Drossel erweist sich der E/I-Schnitt als vorteilhaft, da die Einstellung des Luftspaltes dann einfach ist. Die bei einer geforderten Schwankungsbreite $\Delta i = 0{,}2\ I_B$ benötigte Induktivität läßt sich aus Gl. (4.1.6.2/3) bestimmen.

$$L = \frac{T_L}{2} \frac{1}{\Delta i} \left|\overline{u_L}\right|_{max}$$

Der maximale Gleichrichtwert der Drosselspannung ergibt sich aus Bild 4.4.6.2/1 zu $\left|\overline{u_L}\right|_{max} = 0{,}25\ U_{oN}$. Mit $T_L = T/2$ = 325 µs erhält man schließlich

$$L = 0{,}342\ \text{mH}$$

Mit $\hat{\Psi} = L\ \hat{i}_w$ und $\hat{\Psi} = n\ q_{Fe}\ \hat{B}$ läßt sich bei Annahme einer Scheitelinduktion von $\hat{B}$ = 10000 G die Windungszahl der Drossel berechnen

$$n = \frac{L\ \hat{i}_w}{q_{Fe}\ \hat{B}}$$

Hierin kann für $\hat{i}_w = I_{omax} = 2\ I_B$ eingesetzt werden. Die Größe des Luftspaltes im Eisenweg läßt sich mit Hilfe des Durchflutungssatzes $\oint H\ ds = \Theta$ bestimmen, wobei H die Feldstärke, s der Weg und Θ die Durchflutung ist. Danach gilt für die Länge des Luftspaltes

$$l_L = \frac{n\ \hat{i}_w - \hat{H}_{Fe}\ l_{Fe}}{\hat{H}_L}$$

Hierin ist $\hat{H}_{Fe}$ der Scheitelwert der Feldstärke im Eisen, der bei bekanntem $\hat{B}$ aus der Magnetisierungskurve entnommen werden kann, $\hat{H}_L$ die Feldstärke im Luftspalt, die aus der Beziehung $\hat{B} = \mu_o \hat{H}_L$ bestimmt wird, und l_{Fe} die mittlere Eisenweglänge, die man für genormte Eisenkerne in DIN 41302 findet. Der Drahtquerschnitt der Wicklung ist durch den maximalen Effektivwert des Spulenstromes bestimmt

$$I_{wmax} \sim \bar{I}_{wmax} = 2\, I_B$$

Es ist mit einer maximal zulässigen Stromdichte von 3,5 A/mm^2 gerechnet worden. Die so berechnete Drossel hat folgende Daten

Kern	E/I 66/23
Blechsorte	Dynomoblech IV, 0,35 mm
Luftspalt	0,33 mm
Wicklung	14 Wdgn., CuL, 2,65 mm$^{\varnothing}$
Induktivität	0,342 mH

8.1.1.4 Der Glättungskondensator

Die Größe des Glättungskondensators läßt sich bei vorgegebener Restwelligkeit Δu aus Gl. (4.1.6.3/5) bestimmen. Danach ist

$$C = \frac{1}{2} \frac{T_C}{\Delta u} \left|\overline{i_C}\right|_{max}$$

Den maximalen Gleichrichtwert des Kondensatorstromes entnimmt man Bild 4.4.6.3/1 : $\left|\overline{i_C}\right|_{max} = 0{,}77\, I_B$. Bei einer Schwankungsbreite $\Delta u/U_a = 0{,}2$ und $T_C = T/2 = 325\ \mu s$ ergibt sich unter Berücksichtigung des Übersetzungsverhältnisses des Transformators für die Kapazität des Glättungskondensators

$$C = \frac{7{,}7}{4 \cdot 1540 \cdot 0{,}2 \cdot 8{,}4 \cdot 3{,}62^2}\ \mu F = 57{,}0\ \mu F$$

Gewählt wird ein Elektrolytkondensator mit C = 100 µF. Die maximale Schwankungsbreite beträgt dann

$$\frac{\Delta u}{U_a} = 0{,}114$$

Die Spannung, auf die der Glättungskondensator ausgelegt werden muß, ist gleich dem Maximalwert der Ausgangsspannung.

8.1.1.5 Der Gleichrichter

Der Gleichrichter in Brückenschaltung ist auf einen Gleichstrom auszulegen, der bei Vernachlässigung aller Verluste maximal

$$\bar{i}_{g'max} = \frac{I_B}{\ddot{u}} = 2{,}72\ A$$

beträgt. Als Spitzenwert tritt maximal ein Wert doppelter Größe auf, der jedoch nur als theoretischer Grenzwert bei Leerlauf am Ausgang des Wandlers erreicht wird. Die Ventilspannung, mit der die Dioden in Sperrichtung beansprucht werden, ist gleich der Kondensatorspannung. Für den Versuchswandler ohne Bypass ist ein fertig verschalteter und vergossener Siliziumgleichrichter für eine Ausgangsspannung von 40 V und einen Ausgangsgleichstrom von 5 A eingesetzt worden (B40 C5000/3300 Si).

8.1.2 Aufbau und Abgleich der Steuerschaltung

Das vollständige Schaltbild der Steuerschaltung des Wandlers ohne Bypass, das mit diskreten Bauelementen verwirklicht worden ist, zeigt Bild 8.1.2/1 . Der Taktgeber, der mit den Transistoren Tr20, Tr21 und Tr22 gebildet wird, ist ein astabiler Multivibrator[26]. Mit den Widerständen an den Basen der Transistoren Tr20 und Tr21 können Periodendauer und Tastverhältnis eingestellt werden. Der Transistor Tr19 dient zur Invertierung des Ausgangssignals. Die an seinem Kollektor liegende RC-Kombination bildet den dynamischen Eingang für die folgende Verzögerungsstufe. Negative Impulse werden durch die Diode D1 unterdrückt. Die Verzögerungsstufe mit den Transistoren Tr17 und Tr18 ist ein monostabiler Multivibrator[26]. Die Verzögerungszeit wird auf ca. 1/10 T eingestellt. Ihre Größe ist unkritisch bis auf die Tatsache, daß die Erholzeit des nachfolgenden Stellgliedes nicht unterschritten werden darf. Das Stellglied hat ebenfalls einen durch eine RC-Kombination gebildeten dynamischen Eingang. Diode D3 unterdrückt positive Impulse, Diode D2 dient zum Entladen des Koppelkondensators. Das Stellglied mit den Transistoren Tr13 und Tr14 ist ebenfalls ein monostabiler Multivibrator, dessen Rück-

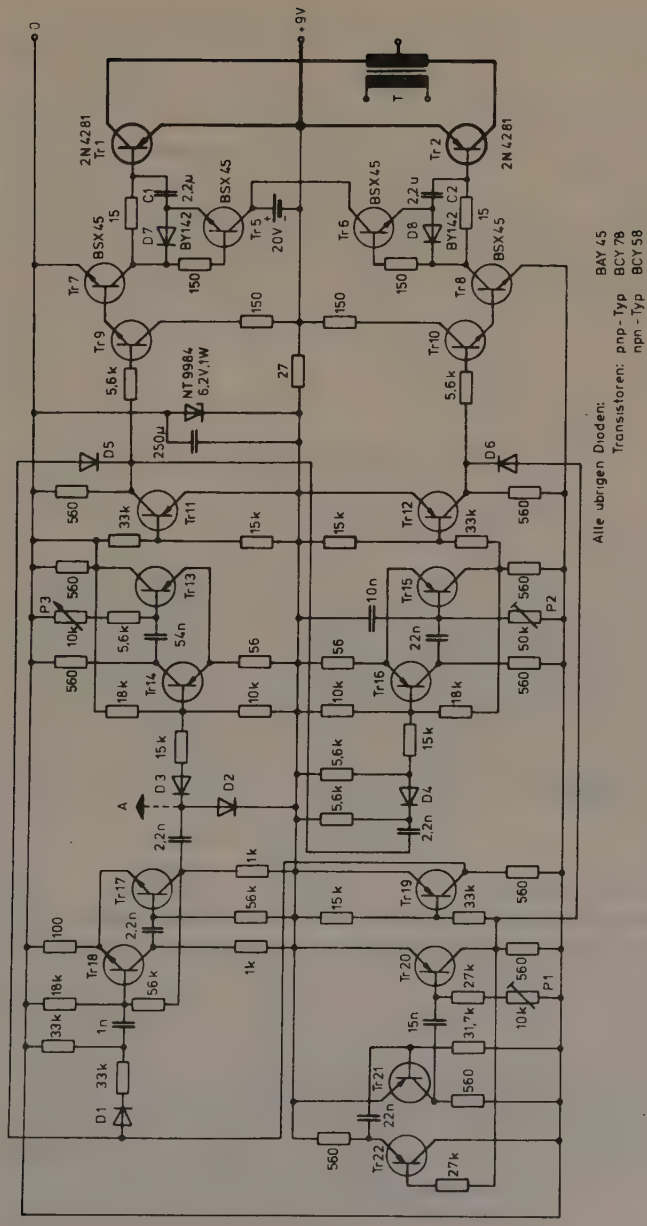


Bild 8.1.2/1 Steuerschaltung des Wandlers ohne Bypass

kippzeit mit Hilfe des Potentiometers P3 an der Basis des Transistors Tr13 verändert werden kann. Transistor Tr11 dient zur Invertierung des Ausgangssignals des Stellgliedes. An seinem Kollektor erfolgt die Oder-Verknüpfung mit dem Ausgang des Taktgebers, wobei auf die sonst übliche zweite Diode verzichtet werden kann. Die Transistoren Tr7 und Tr9 verstärken das Steuersignal, das schließlich auf die Basis des Wandlertransistors Tr1 gelangt. Die als Wandlertransistoren benutzten Germaniumtransistoren benötigen zum schnellen Sperren einen invertierten Basisstrom[23]. Um diesen zu erzeugen, wird eine zusätzliche Spannungsquelle erforderlich, die durch den Transistor Tr5 immer dann an die Basis des Wandlertransistors gelegt wird, wenn Transistor Tr7 sperrt. Der über die Diode D7 aufgeladene Kondensator C1 entlädt sich dann über die Basis-Emitter-Strecke des Transistors Tr5 und bringt diesen in den Leitzustand. Die Höhe der zusätzlichen Spannung ist experimentell ermittelt worden.

Für den zweiten Wandlertransistor wird die Steuergröße am Kollektor des Transistors Tr11 abgenommen. Sie steuert die mit einem dynamischen Eingang versehene T/2-Kippstufe an, die mit den Transistoren Tr15 und Tr16 gebildet wird. Ihr folgt wieder eine Invertierungsstufe und anschließend die Oder-Verknüpfung mit dem invertierten Ausgang des Taktgebers. Die nun folgende Anpassungsstufe mit den Transistoren Tr8 und Tr10 und die zusätzliche Schaltung zur Sperrung der Germaniumtransistoren sind identisch mit den für den Wandlertransistor Tr1 beschriebenen.

Als Versorgungsspannung ist eine Gleichspannung von 9 V gewählt worden. Für die signalbildenden, stark spannungsabhängigen Teile der Schaltung wird daraus eine durch eine Zenerdiode stabilisierte Versorgungsspannung von 6 V gewonnen.

Die Steuerschaltung wird vor der Inbetriebnahme des Wandlers vorabgeglichen. Widerstand und Kondensator an der Basis des Transistors Tr21 sind bereits bei der Auslegung der Steuerschaltung so gewählt worden, daß die Verweildauer in einem der beiden Schaltzustände des astabilen Multivibrators $T/2 = 325\ \mu s$ beträgt. Mit Hilfe des Trimmpotentiometers P1

kann nun ein Tastverhältnis von 1 eingestellt werden. Es folgt der Vorabgleich der T/2-Kippstufe. Am Trimmpotentiometer P2 ist die Leitdauer des Transistors Tr12 auf T/2 = 325 µs einzustellen. Der Vorabgleich wird durch Messung der Leitdauer der Endtransistoren Tr7 und Tr8 bei verschiedenen Aussteuerungen kontrolliert. Der endgültige Abgleich erfolgt bei Betrieb des Wandlers. Es können dann evtl. vorhandene Unsymmetrien infolge von Bauelementetoleranzen ausgeglichen werden, die sich akustisch durch erhöhtes Transformatorgeräusch und optisch z.B. beim Oszillographieren des Wechselanteiles der Ausgangsspannung bemerkbar machen.

8.1.3 Bestimmung der Wandlerparameter

Um die in Kap. 5.2 abgeleiteten Gleichungen für den Wandler ohne Bypass anwenden zu können, müssen die dort eingeführten Wandlerparameter bestimmt werden. Der Verlustwiderstand R_{is} setzt sich zusammen aus dem Ersatzwiderstand R_2 des Transformators und den differentiellen Widerständen der Dioden des Gleichrichters. In den Ersatzwiderstand R_2 gehen die Verlustwiderstände von Primär- und Sekundärwicklung des Transformators und der differentielle Widerstand der Wandlertransistoren im Leitzustand ein. Die Widerstände der Transformatorwicklungen sind mit einer Thomson-Brücke gemessen worden:

$$R_{pr} = 9{,}05\ m\Omega$$
$$R_{sek} = 94\ m\Omega$$

Der differentielle Widerstand der Wandlertransistoren ist bei einem konstantem Basisstrom von 0,55 A durch Aufnahme der Strom-Spannungs-Kennlinie ermittelt worden. Danach ist

$$R_{Tr} = 6{,}5\ m\Omega$$

und es ergibt sich eine eingeprägte Spannung von

$$U_{Tr} = 0{,}03\ V$$

Der differentielle Widerstand der Dioden des Gleichrichters wird durch Aufnahme der Diodenkennlinie bestimmt. Daraus ergibt sich

$$R_{diff} = 45\ m\Omega$$

Die Schleusenspannung einer Diode beträgt

$$U_s = 0{,}77\ V$$

Unter Berücksichtigung eines Übersetzungsverhältnisses von $\ddot{u} = 3{,}62$ ergibt sich damit

$$R_{is} = \frac{R_{Tr} + R_{pr}}{2} + \frac{R_{sek}}{\ddot{u}^2} + 2\,\frac{R_D}{\ddot{u}^2} = 21{,}9\ m\Omega$$

Rechnet man die Transistorspannung U_{Tr} der Generatorspannung zu, so beträgt die wirksame Nenngeneratorspannung

$$U_{oN}^{+} = (16{,}8 - 0{,}03)V = 16{,}77\ V$$

Der Einfluß von U_{Tr} ist also vernachlässigbar klein. Der Verlustwiderstand R_{is} wird, auf R_{iN} bezogen

$$\frac{R_{is}}{R_{iN}} = \frac{21{,}9}{840} = 0{,}026$$

Die Diodenspannung U_D errechnet sich zu

$$\frac{U_D}{U_{oN}} = \frac{2 \cdot 0{,}77}{16{,}8}\,\frac{1}{\ddot{u}} = 0{,}0254$$

Zur Bestimmung des Eisenverlustwiderstandes R_{Fe} müssen Wirbelstrom- und Hystereseverluste des Transformators berechnet werden. Die exakte Berechnung der Eisenverluste bei Impulsbetrieb ist recht aufwendig. Nach Kühn[27] lassen sich die Wirbelstromverluste näherungsweise bestimmen durch die Beziehung

$$P_{VW} = \sigma_W \left(\frac{f}{100Hz}\right)^2 \left(\frac{\hat{B}}{10000G}\right)^2 \frac{G_{Fe}}{1kp}$$

σ_W ist eine Materialkonstante, die für die hier verwendete Blechsorte Dynamoblech IV, 0,35 mm, den Wert 0,70 W hat. Unter Vernachlässigung aller Verluste ergeben sich mit der nach Gl. (4.1.6.1/2) berechneten Scheitelinduktion von $\hat{B} = 3400$ G und einem Eisengewicht des Transformatorkernes von $G_{Fe} = 0{,}31kp$ die Wirbelstromverluste zu

$$P_{VW} = 5{,}95\ W$$

Zur Berechnung der Hystereseverluste gibt Kühn die folgende Näherungsformel an[27]

$$P_{VH} = \varepsilon\,\frac{f}{100Hz}\left(\frac{\hat{B}}{10000G}\right)^{1{,}6}\frac{G_{Fe}}{1kp}$$

Die Materialkonstante ε hat für die Blechsorte Dynamoblech IV 0,35 mm, den Wert 2,4 W. Damit erhält man die Hystereseverluste zu

$$P_{VH} = 2{,}04\ W$$

Für den Ersatzwiderstand R_{Fe} ergibt sich dann näherungsweise

$$\frac{R_{Fe}}{R_{iN}} = \frac{P_B}{P_{VW} + P_{VH}} = 10,5$$

Da dieser Wert nur näherungsweise stimmt, wird abgerundet gewählt

$$\frac{R_{Fe}}{R_{iN}} = 10$$

Mit diesen Parameterwerten sind die Generatorstromwerte zur Einstellung des Wandlers berechnet worden. Sie sind im einzelnen im Meßprotokoll aufgeführt.

Es sind Messungen mit zwei Verlustwiderständen $R_{is} = 0,026\ R_{iN}$ und $R_{is} = 0,25\ R_{iN}$ durchgeführt worden. Für die Messungen mit $R_{is} = 0,25\ R_{iN}$ wird ein zusätzlicher Widerstand R_{zus} in den Sekundärkreis des Wandlers geschaltet (vgl. Bild 6.1.3/1). Seine Größe errechnet sich zu

$$\frac{R_{zus}}{R_{iN}} = 0,25 - 0,026 = 0,224$$
$$R_{zus} = 0,224 \cdot 0,840 \cdot 3,62^2 \Omega = 2,46 \Omega$$

8.2 Wandler mit Bypass im Sekundärkreis

8.2.1 Dimensionierung der Bauelemente

Um den Aufwand zu verringern, sind Eingangsdrossel, Transformator und Wandlertransistoren vom Wandler ohne Bypass übernommem worden. Neu dimensioniert wird der Glättungskondensator C, für den nach Gl. (4.1.6.3/5) gilt

$$C = \frac{1}{2} \frac{T_C}{\Delta u} \left|\overline{i_C}\right|_{max}$$

Für $R_{iW} = 0$ ergibt sich aus Bild 4.3.5.3/1 der maximale Gleichrichtwert des Kondensatorstromes zu $\left|\overline{i_C}\right|_{max} = 0,5\ I_B$. Mit $T_C = T/2 = 325\ \mu s$, $I_B = 10\ A$ und $\Delta u/U_a = 0,2$ wird

$$C = 36,9\ \mu F$$

Gewählt wird ein Elektrolytkondensator mit $C = 47\ \mu F$. Der Kondensator muß wie beim Wandler ohne Bypass auf den Maximalwert der Ausgangsspannung ausgelegt werden.

Der Brückengleichrichter ist ebenfalls neu ausgelegt worden. Er wird hier mit schnell schaltenden Dioden (DSD 17, BBC) aufgebaut. Er ist auszulegen für einen Gleichstrom, der bei Vernachlässigung aller Verluste maximal $i_g' = I_B/ü = 2{,}76$ A wird, ein Wert, der auch als Spitzenwert nicht überschritten wird. Als Ventilspannung tritt wie beim Wandler ohne Bypass die Kondensatorspannung auf.

Der Triac (2N 5445), der zum Zuschalten des Bypasswiderstandes benutzt wird, muß wie der Gleichrichter auf den Bezugsstrom $I_B' = 2{,}76$ A und auf den Maximalwert der Kondensatorspannung als maximale Sperrspannung ausgelegt werden. Der Bypasswiderstand ist ebenfalls für den Bezugsstrom I_B' zu dimensionieren. Seine Größe kann nach Gl. (5.1.2/3) bestimmt werden.

8.2.2 Aufbau und Abgleich der Steuerschaltung

Die Steuerschaltung des Wandlers ohne Bypass muß durch eine Steuerung für den Triac ergänzt werden. Das Schaltbild dieser Triacsteuerung ist in Bild 8.2.2/1 dargestellt. Ein Taktim-

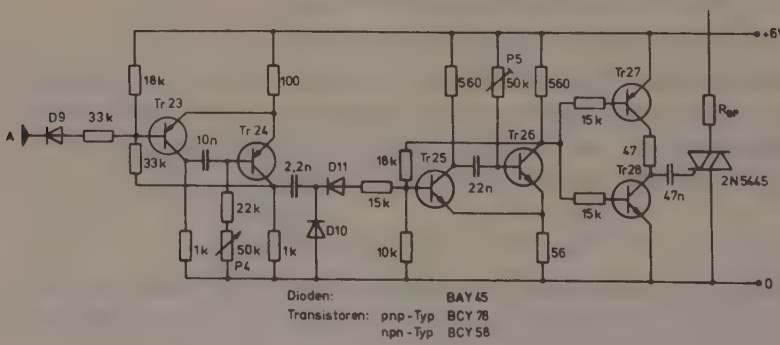


Bild 8.2.2/1 Triacsteuerung des Wandlers mit Sekundärbypass

puls, der im Punkt A der Steuerschaltung des Wandlers ohne Bypass entnommen wird (vgl. Bild 8.1.2/1), steuert ein Stell-

glied an. Das Stellglied (Tr23, Tr24) und die nachfolgende T/2-Kippstufe (Tr25, Tr26) sind als monostabile Multivibratoren ausgeführt. Mit dem Potentiometer P4 an der Basis des Transistors Tr24 können die Impulse zur Ansteuerung des Triacs verschoben werden. Die T/2-Kippstufe hat einen dynamischen Eingang in bereits beschriebenem Aufbau. Durch das Trimmpotentiometer P5 an der Basis des Transistors Tr26 wird der Impulsabstand auf T/2 eingestellt. Der Ausgang der T/2-Kippstufe steuert die beiden Endtransistoren Tr27 und Tr28 an, die über einen Kondensator an das Gate des Triacs gekoppelt sind.

Zum Abgleich der Steuerschaltung wird zunächst die Bypassphase zu null gemacht, so daß wie beim Wandler ohne Bypass abgeglichen werden kann. Anschließend wird ein Betriebspunkt mit Bypassphase eingestellt und mit Hilfe des Potentiometers P5 auf Symmetrie abgeglichen.

8.2.3 Bestimmung der Wandlerparameter

Zur rechnerischen Bestimmung der Kenngrößen zur Einstellung des Betriebsbereiches und zur Überprüfung der Meßergebnisse müssen die Wandlerparameter bekannt sein. Da der Wandlertransformator unverändert geblieben ist, kann auch der Eisenverlustwiderstand R_{Fe} unverändert übernommen werden. Dasgleiche gilt für die Wicklungswiderstände des Transformators und für den Transistorwiderstand R_{Tr}. Es ist daher

$$R_2 = \frac{R_{pr} + R_{Tr}}{2} + \frac{R_{sek}}{\ddot{u}^2} = 14{,}96\ m\Omega = 0{,}0178\ R_{iN}$$

Der zwischen Bypass und Glättungskondensator liegende Verlustwiderstand R_D umfaßt lediglich den differentiellen Widerstand der Dioden des Gleichrichters. Für die verwendeten Dioden DSD 17 ergibt sich aus der aufgenommenen Kennlinie ein differentieller Widerstand von

$$R_{diff} = 0{,}045\ \Omega$$

und eine Schleusenspannung von

$$U_s = 0{,}70\ V$$

Der Verlustwiderstand R_D wird damit

$$R_D = 2\, R_{diff} = 0{,}0082\, R_{iN}$$

und die Diodenspannung U_D ergibt sich zu

$$U_D = 2\, U_s = 0{,}0231\, U_{oN}$$

Es sind Messungen mit zwei Verlustwiderständen R_2 durchgeführt worden. In der zweiten Meßreihe ist R_2 durch einen Zusatzwiderstand vergrößert worden, der mit $R_{zus} = 2{,}46\,\Omega$ die gleiche Größe hat wie beim Wandler ohne Bypass. Der Verlustwiderstand R_2 beträgt somit bei der zweiten Meßreihe

$$R_2 = (0{,}224 + 0{,}0178)\, R_{iN} = 0{,}2418\, R_{iN}$$

Die mit diesen Parametern gerechneten Kenngrößen zur Einstellung des Wandlers sind im Meßprotokoll aufgeführt.

8.3 Meßprotokoll

8.3.1 Verwendete Geräte

Haupt-Gleichstromversorgung	60 V, 40 A, stellbar
Glättungsdrossel L_G	62,5 mH, 24 A
Innenwiderstand R_i	5,0 Ω , 20 A, stellbar
Lastwiderstand	350 Ω , 10 A, stellbar
Zusatzwiderstand R_{zus}	2,46 Ω , 4 A, Kreuzwicklung
Stromversorgungen der Steuerschaltung	
Konstanter	30 V, 2 A, stellbar
Konstanter	30 V, 0,8 A, stellbar
Bypasswiderstand	25 Ω , 2,5 A, Kreuzwicklung, stellbar
Meßgeräte	
Generatorstrom I_o	Digitalvoltmeter, Kl. 0,3, mit Shunt 25 A/60 mV
Generatorspannung U_o	Drehspul-Vielfachinstrument, Kl.1
Klemmenspannung u_{12m}	Drehspul-Vielfachinstrument, Kl.1
Ausgangsstrom I_a	Drehspul-Vielfachinstrument, Kl.1
Ausgangsspannung U_a	Drehspul-Vielfachinstrument, Kl.1
Oszillograph	2,5 MHz-Zweistrahl-Oszillograph

8.3.2 Allgemeine Betriebsdaten

Nenngeneratorspannung U_{oN}	16,8 V
Bezugsstrom I_B	10 A
Bezugsleistung P_B	84 W
Nenn-Generatorinnenwiderstand R_{iN}	0,840 Ω
Wandler-Transformator	
Eisenverlustwiderstand R_{Fe}	8,4 Ω = 10 R_{iN}
Widerstand einer Primärwicklungshälfte R_{pr}	9,05 mΩ
Widerstand der Sekundärwicklung R_{sek}	94 mΩ
Wandlertransistoren	2N 4281
Differentieller Widerstand R_{Tr} (Basisstrom 0,55 A)	6,5 mΩ

Eingeprägte Spannung U_{Tr} (Basisstrom 0,55 A)	0,03 V
Induktivität der Eingangsdrossel L	0,342 mH
Periodendauer T des Wandlers	650 µs ≙ 6,5 Skt.
Grenzwerte der Aussteuerung	a_{max} = 3,0 Skt. ≙ 0,9231 a_{min} = 0,2 Skt. ≙ 0,0615

8.3.3 Wandler ohne Bypass

Gleichrichter B40 C3300/5000-Si

Differentieller Widerstand R_{diff} einer Diode	45 mΩ
Schleusenspannung U_s einer Diode	0,77 V
Diodenspannung U_D	1,54 V = 0,0254 U_{oN}

Glättungskondensator

Nennkapazität	100 µF
Nennspannung	70 V

Wandler-Einstelldaten (berechnet)

$R_{is} = 0{,}026\ R_{iN}$

$U_o = 1{,}0\ U_{oN}$	$a_{max} = 0{,}9231$	$I_o = 1{,}107\ I_B$
	$a_{min} = 0{,}0615$	$I_o = 1{,}939\ I_B$
$U_o = 0{,}75\ U_{oN}$	$a_{min} = 0{,}0615$	$I_o = 1{,}919\ I_B$
$U_o = 0{,}50\ U_{oN}$	$a_{min} = 0{,}0615$	$I_o = 1{,}879\ I_B$

$R_{is} = 0{,}25\ R_{iN}$

$U_o = 1{,}0\ U_{oN}$	$a_{max} = 0{,}9231$	$I_o = 1{,}002\ I_B$
	$a_{min} = 0{,}0615$	$I_o = 1{,}919\ I_B$
$U_o = 0{,}75\ U_{oN}$	$a_{min} = 0{,}0615$	$I_o = 1{,}893\ I_B$
$U_o = 0{,}50\ U_{oN}$	$a_{min} = 0{,}0615$	$I_o = 1{,}841\ I_B$

1. Meßreihe

R_{is} = 0,026 R_{iN}
U_a = 27,2 V (gemessen)

U_o = 1,0 U_{oN}
R_i = 0,832 Ω (gemessen durch Strom-Spannungs-Messung)

a [Skt.]	a [-]	I_a [A]	I_o [mV]	$\frac{I_o}{I_B}$	$\bar{u}_{12m}$ [V]	$\frac{\bar{u}_{12m}}{U_{oN}}$	ΔU_a [V]	$\frac{\Delta U_a}{U_a}$	δU_a [V]	$\frac{\delta U_a}{U_a}$	$\frac{P_a}{P_B}$
3,0	0,9231	2,57	26,6	1,108	7,85	0,467	0,88	0,0324	0,50	0,0184	0,832
2,8	0,8615	2,54	28,2	1,175	7,30	0,435	1,40	0,0515	0,45	0,0165	0,822
2,6	0,8000	2,46	29,4	1,225	6,91	0,411	1,80	0,0662	0,45	0,0165	0,797
2,4	0,7385	2,38	30,6	1,275	6,45	0,384	2,20	0,0809	0,45	0,0165	0,771
2,2	0,6769	2,30	32,2	1,342	5,98	0,356	2,60	0,0956	0,45	0,0165	0,745
2,0	0,6154	2,18	33,5	1,396	5,51	0,328	2,90	0,1066	0,45	0,0165	0,706
1,8	0,5538	2,06	35,1	1,463	5,02	0,299	3,12	0,1147	0,45	0,0165	0,667
1,5	0,4615	1,81	37,2	1,550	4,29	0,255	3,35	0,1232	0,40	0,0147	0,586
1,4	0,4308	1,74	37,9	1,579	4,05	0,241	3,35	0,1232	0,40	0,0147	0,563
1,2	0,3692	1,55	39,3	1,638	3,58	0,213	3,30	0,1213	0,40	0,0147	0,502
1,0	0,3077	1,33	40,9	1,704	3,08	0,183	3,18	0,1169	0,40	0,0147	0,431
0,8	0,2462	1,10	42,3	1,763	2,61	0,155	2,85	0,1048	0,40	0,0147	0,356
0,6	0,1846	0,84	43,7	1,821	2,12	0,126	2,42	0,0890	0,35	0,0129	0,272
0,4	0,1231	0,57	45,3	1,888	1,64	0,0976	1,85	0,0680	0,35	0,0129	0,185
0,2	0,0615	0,265	46,5	1,938	1,11	0,0661	1,15	0,0423	0,35	0,0129	0,0858

$U_o = 0{,}75\ U_{oN}$

$R_i = 0{,}618\ \Omega$ (gemessen durch Strom-Spannungs-Messung)

a [Skt.]	a [-]	I_a [A]	I_o [mV]	$\frac{I_o}{I_B}$	$\bar{u}_{12m}$ [V]	$\frac{\bar{u}_{12m}}{U_{oN}}$	ΔU_a [V]	$\frac{\Delta U_a}{U_a}$	δU_a [V]	$\frac{\delta U_a}{U_a}$	$\frac{P_a}{P_B}$
2,44	0,7507	1,95	24,8	1,033	6,41	0,382	1,80	0,0662	0,40	0,0147	0,631
2,2	0,6769	1,92	27,1	1,129	5,90	0,351	2,20	0,0809	0,40	0,0147	0,622
2,0	0,6154	1,87	28,9	1,204	5,42	0,323	2,55	0,0938	0,40	0,0147	0,606
1,8	0,5538	1,80	30,7	1,279	4,97	0,296	2,78	0,1022	0,40	0,0147	0,583
1,6	0,4923	1,70	32,5	1,354	4,50	0,268	2,95	0,1084	0,40	0,0147	0,550
1,4	0,4308	1,59	34,5	1,438	4,00	0,238	3,12	0,1147	0,40	0,0147	0,515
1,2	0,3692	1,42	36,5	1,521	3,49	0,208	3,10	0,1140	0,40	0,0147	0,460
1,0	0,3077	1,24	38,2	1,592	3,00	0,179	2,98	0,1096	0,40	0,0147	0,402
0,8	0,2462	1,04	40,3	1,679	2,58	0,154	2,78	0,1022	0,40	0,0147	0,337
0,6	0,1846	0,80	42,2	1,758	2,08	0,124	2,38	0,0875	0,40	0,0147	0,259
0,4	0,1231	0,55	44,3	1,846	1,61	0,0958	1,80	0,0662	0,40	0,0147	0,178
0,2	0,0615	0,261	46,0	1,917	1,11	0,0661	1,15	0,0423	0,35	0,0129	0,0845

$U_o = 0{,}5\ U_{oN}$

$R_i = 0{,}404\ \Omega$ (gemessen durch Strom-Spannungs-Messung)

a [Skt.]	a [-]	I_a [A]	I_o [mV]	$\frac{I_o}{I_B}$	$\bar{u}_{12m}$ [V]	$\frac{\bar{u}_{12m}}{U_{oN}}$	ΔU_a [V]	$\frac{\Delta U_a}{U_a}$	δU_a [V]	$\frac{\delta U_a}{U_a}$	$\frac{P_a}{P_B}$
1,625	0,5000	1,29	24,8	1,033	4,40	0,262	2,35	0,0864	0,32	0,0118	0,418
1,4	0,4308	1,26	27,9	1,163	3,90	0,232	2,55	0,0938	0,35	0,0129	0,408
1,2	0,3692	1,18	30,5	1,271	3,41	0,203	2,62	0,0963	0,35	0,0129	0,382
1,0	0,3077	1,075	33,5	1,396	2,98	0,177	2,62	0,0963	0,40	0,0147	0,348
0,8	0,2462	0,925	36,2	1,508	2,51	0,149	2,55	0,0938	0,40	0,0147	0,300
0,6	0,1846	0,735	39,1	1,629	2,06	0,123	2,20	0,0809	0,40	0,0147	0,238
0,4	0,1231	0,515	42,2	1,758	1,56	0,0929	1,78	0,0654	0,40	0,0147	0,167
0,2	0,0615	0,238	45,1	1,879	1,05	0,0625	1,10	0,0404	0,35	0,0129	0,077

2. Meßreihe

$R_{is} = 0{,}25\ R_{iN}$
$U_a = 23{,}9$ V (gemessen)

$U_o = 1{,}0\ U_{oN}$
$R_i = 0{,}832\ \Omega$ (gemessen mit Strom-Spannungs-Messung)

a [Skt.]	a [-]	I_a [A]	I_o [mV]	$\frac{I_o}{I_B}$	$\bar{u}_{12m}$ [V]	$\frac{\bar{u}_{12m}}{U_{oN}}$	ΔU_a [V]	$\frac{\Delta U_a}{U_a}$	δU_a [V]	$\frac{\delta U_a}{U_a}$	$\frac{P_a}{P_B}$
3,0	0,9231	2,31	24,0	1,000	8,51	0,507	0,70	0,0293	0,45	0,0188	0,657
2,8	0,8615	2,28	25,4	1,058	8,05	0,479	1,20	0,0502	0,45	0,0188	0,649
2,6	0,8000	2,24	26,7	1,113	7,62	0,454	1,60	0,0669	0,45	0,0188	0,637
2,4	0,7385	2,17	28,0	1,167	7,18	0,427	2,00	0,0837	0,45	0,0188	0,617
2,2	0,6769	2,10	29,3	1,221	6,70	0,399	2,33	0,0975	0,42	0,0176	0,598
2,0	0,6154	2,01	30,8	1,283	6,20	0,369	2,62	0,1096	0,42	0,0176	0,572
1,8	0,5538	1,91	32,5	1,354	5,75	0,342	2,90	0,1213	0,40	0,0167	0,543
1,6	0,4923	1,79	34,1	1,421	5,25	0,313	3,10	0,1297	0,40	0,0167	0,509
1,4	0,4308	1,64	35,4	1,475	4,75	0,283	3,15	0,1318	0,40	0,0167	0,467
1,2	0,3692	1,46	37,0	1,542	4,20	0,250	3,15	0,1318	0,40	0,0167	0,415
1,0	0,3077	1,28	38,8	1,617	3,70	0,220	3,00	0,1255	0,40	0,0167	0,364
0,8	0,2462	1,06	40,5	1,688	3,08	0,183	2,80	0,1172	0,35	0,0146	0,302
0,6	0,1846	0,82	42,3	1,763	2,52	0,150	2,40	0,1004	0,32	0,0134	0,233
0,4	0,1231	0,56	44,1	1,838	1,88	0,112	1,90	0,0795	0,32	0,0134	0,159
0,2	0,0615	0,27	46,1	1,921	1,23	0,073	1,20	0,0502	0,30	0,0126	0,077

$U_o = 0{,}75\ U_{oN}$

$R_i = 0{,}622\ \Omega$ (gemessen durch Strom-Spannungs-Messung)

a [Skt.]	a [-]	I_a [A]	I_o [mV]	$\frac{I_o}{I_B}$	$\bar{u}_{12m}$ [V]	$\frac{\bar{u}_{12m}}{U_{oN}}$	ΔU_a [V]	$\frac{\Delta U_a}{U_{oN}}$	δU_a [V]	$\frac{\delta U_a}{U_{oN}}$	$\frac{P_a}{P_B}$
2,44	0,7508	1,77	22,4	0,933	6,96	0,414	1,58	0,0661	0,40	0,0167	0,504
2,2	0,6769	1,75	24,7	1,029	6,50	0,387	1,98	0,0829	0,40	0,0167	0,498
2,0	0,6154	1,70	26,3	1,096	6,02	0,358	2,28	0,0954	0,40	0,0167	0,484
1,8	0,5538	1,65	28,1	1,171	5,52	0,329	2,53	0,1059	0,40	0,0167	0,469
1,6	0,4923	1,57	29,8	1,242	5,10	0,304	2,72	0,1138	0,40	0,0167	0,447
1,4	0,4308	1,47	31,9	1,329	4,60	0,274	2,85	0,1192	0,40	0,0167	0,418
1,2	0,3692	1,33	33,8	1,408	4,05	0,241	2,90	0,1213	0,40	0,0167	0,378
1,0	0,3077	1,18	36,0	1,500	3,54	0,211	2,82	0,1180	0,40	0,0167	0,336
0,8	0,2462	1,00	38,1	1,588	3,00	0,179	2,62	0,1096	0,35	0,0146	0,285
0,6	0,1846	0,79	40,4	1,683	2,45	0,146	2,35	0,0983	0,35	0,0146	0,225
0,4	0,1231	0,55	42,8	1,783	1,86	0,111	1,80	0,0753	0,32	0,0134	0,156
0,2	0,0615	0,285	45,4	1,892	1,27	0,076	1,20	0,0502	0,30	0,0126	0,081

$U_o = 0{,}5\ U_{oN}$

$R_i = 0{,}412\ \Omega$ (gemessen durch Strom-Spannungs-Messung)

a [Skt.]	a [-]	I_a [A]	I_o [mV]	$\frac{I_o}{I_B}$	$\bar{u}_{12m}$ [V]	$\frac{\bar{u}_{12m}}{U_{oN}}$	ΔU_a [V]	$\frac{\Delta U_a}{U_a}$	δU_a [V]	$\frac{\delta U_a}{U_a}$	$\frac{P_a}{P_B}$
1,625	0,5000	1,18	22,4	0,933	4,80	0,286	2,05	0,0858	0,35	0,0146	0,336
1,4	0,4308	1,15	25,5	1,062	4,29	0,255	2,28	0,0954	0,38	0,0159	0,327
1,2	0,3692	1,11	28,4	1,183	3,85	0,229	2,42	0,1013	0,40	0,0167	0,316
1,0	0,3077	1,03	31,3	1,304	3,39	0,202	2,48	0,1038	0,40	0,0167	0,293
0,8	0,2462	0,91	34,3	1,429	2,94	0,175	2,42	0,1013	0,40	0,0167	0,259
0,6	0,1846	0,735	37,4	1,558	2,40	0,143	2,22	0,0929	0,40	0,0167	0,209
0,4	0,1231	0,54	41,0	1,708	1,86	0,111	1,90	0,0795	0,40	0,0167	0,154
0,2	0,0615	0,288	44,8	1,867	1,26	0,075	1,20	0,0502	0,40	0,0167	0,082

8.3.4 Wandler mit Bypass im Sekundärkreis

Gleichrichter	4 x DSD 17
Differentieller Widerstand R_{diff} einer Diode	45 mΩ
Schleusenspannung U_s einer Diode	0,70 V
Diodenspannung U_D	1,40 V = 0,0231 U_{oN}
Glättungskondensator	
Nennkapazität	47 µF
Nennspannung	100 V
Triac	2N 5445
Differentieller Widerstand R_{diff}	70 mΩ
Schleusenspannung U_s	0,8 V

Wandler-Einstelldaten (berechnet)

$R_D = 0{,}0082\ R_{iN}$
$R_2 = 0{,}0178\ R_{iN}$ $\quad U_a = 0{,}4422\ U_{oN} = 26{,}8$ V

$U_o = 0{,}9231\ U_{oN}$	$b = 0{,}0769$	
	$a_{max} = 0{,}9231$	$I_o = 1{,}043\ I_B$
	$a_{min} = 0{,}0615$	$I_o = 1{,}095\ I_B$
$U_o = 0{,}75\ U_{oN}$	$b = 0{,}25$	
	$a_{min} = 0{,}0615$	$I_o = 1{,}095\ I_B$
$U_o = 0{,}50\ U_{oN}$	$b = 0{,}50$	
	$a_{min} = 0{,}0615$	$I_o = 1{,}094\ I_B$

$R_D = 0{,}0082\ R_{iN}$
$R_2 = 0{,}2418\ R_{iN}$ $\quad U_a = 0{,}4332\ U_{oN} = 26{,}3$ V

$U_o = 0{,}9231\ U_{oN}$	$b = 0{,}0769$	
	$a_{max} = 0{,}9231$	$I_o = 0{,}8705\ I_B$
	$a_{min} = 0{,}0615$	$I_o = 0{,}9117\ I_B$
$U_o = 0{,}75\ U_{oN}$	$b = 0{,}25$	
	$a_{min} = 0{,}0615$	$I_o = 0{,}9113\ I_B$
$U_o = 0{,}50\ U_{oN}$	$b = 0{,}50$	
	$a_{min} = 0{,}0615$	$I_o = 0{,}9102\ I_B$

1. Meßreihe

$R_D = 0{,}0082\ R_{iN}$
$R_2 = 0{,}0178\ R_{iN}$
$U_a = 26{,}8$ V
$R_{BP}^{+} = 9{,}45\ \Omega$ (gemessen)

$U_o = 0{,}9231\ U_{oN}$
$R_i = 0{,}765\ \Omega$ (gemessen durch Strom-Spannungs-Messung)

a [Skt.]	a [-]	I_a [A]	I_o [mV]	$\frac{I_o}{I_B}$	$\bar{u}_{12m}$ [V]	$\frac{\bar{u}_{12m}}{U_{oN}}$	ΔU_a [V]	$\frac{\Delta U_a}{U_a}$	δU_a [V]	$\frac{\delta U_a}{U_a}$	$\frac{P_a}{P_B}$
3,0	0,9231	2,41	25,0	1,042	7,65	0,455	1,80	0,0672	0,70	0,0261	0,769
2,8	0,8615	2,26	25,2	1,050	7,60	0,452	2,70	0,1007	0,64	0,0239	0,721
2,6	0,8000	2,11	25,3	1,054	7,53	0,448	3,24	0,1209	0,56	0,0209	0,673
2,4	0,7385	1,97	25,4	1,058	7,50	0,446	3,84	0,1433	0,50	0,0187	0,629
2,2	0,6769	1,81	25,6	1,066	7,45	0,443	4,30	0,1604	0,44	0,0164	0,577
2,0	0,6154	1,66	25,6	1,066	7,42	0,442	4,50	0,1679	0,44	0,0164	0,530
1,8	0,5538	1,50	25,7	1,071	7,40	0,441	4,76	0,1776	0,44	0,0164	0,479
1,6	0,4923	1,34	25,8	1,075	7,38	0,439	4,80	0,1791	0,44	0,0164	0,428
1,4	0,4308	1,16	25,9	1,079	7,35	0,438	4,60	0,1716	0,44	0,0164	0,370
1,2	0,3692	1,00	26,0	1,083	7,33	0,436	4,44	0,1657	0,44	0,0164	0,319
1,0	0,3077	0,822	26,1	1,0875	7,30	0,435	4,04	0,1507	0,44	0,0164	0,262
0,8	0,2462	0,655	26,1	1,0875	7,29	0,434	3,64	0,1358	0,44	0,0164	0,209
0,6	0,1846	0,482	26,2	1,092	7,29	0,434	3,04	0,1134	0,50	0,0187	0,154
0,4	0,1231	0,305	26,2	1,092	7,25	0,432	2,20	0,0821	0,56	0,0209	0,097
0,2	0,0615	0,130	26,3	1,096	7,23	0,430	1,40	0,0522	0,60	0,0224	0,042

$U_o = 0{,}75\ U_{oN}$

$R_i = 0{,}618\ \Omega$ (gemessen durch Strom-Spannungs-Messung)

a [Skt.]	a [-]	I_a [A]	I_o [mV]	$\frac{I_o}{I_B}$	$\bar{u}_{12m}$ [V]	$\frac{\bar{u}_{12m}}{U_{oN}}$	ΔU_a [V]	$\frac{\Delta U_a}{U_a}$	δU_a [V]	$\frac{\delta U_a}{U_a}$	$\frac{P_a}{P_B}$
2,44	0,7508	1,97	25,0	1,042	6,31	0,376	3,50	0,1306	0,56	0,0209	0,629
2,2	0,6769	1,76	25,2	1,050	6,21	0,370	4,04	0,1507	0,44	0,0164	0,562
2,0	0,6154	1,62	25,4	1,058	6,19	0,368	4,44	0,1657	0,44	0,0164	0,517
1,8	0,5538	1,47	25,6	1,066	6,16	0,367	4,70	0,1754	0,44	0,0164	0,469
1,6	0,4923	1,30	25,7	1,071	6,12	0,364	4,64	0,1731	0,44	0,0164	0,415
1,4	0,4308	1,14	25,75	1,073	6,10	0,363	4,60	0,1716	0,44	0,0164	0,364
1,2	0,3692	0,975	25,9	1,079	6,08	0,362	4,44	0,1657	0,44	0,0164	0,311
1,0	0,3077	0,805	26,0	1,083	6,05	0,360	4,00	0,1493	0,44	0,0164	0,257
0,8	0,2462	0,638	26,05	1,085	6,02	0,358	3,60	0,1343	0,44	0,0164	0,204
0,6	0,1846	0,470	26,1	1,0875	6,01	0,358	3,00	0,1119	0,44	0,0164	0,150
0,4	0,1231	0,295	26,2	1,092	6,00	0,357	2,20	0,0821	0,46	0,0172	0,094
0,2	0,0615	0,110	26,3	1,096	6,00	0,357	1,30	0,0485	0,60	0,0485	0,035

$U_o = 0{,}5\ U_{oN}$
$R_i = 0{,}395\ \Omega$ (gemessen durch Strom-Spannungs-Messung)

a [Skt.]	a [-]	I_a [A]	I_o [mV]	$\frac{I_o}{I_B}$	$\bar{u}_{12m}$ [V]	$\frac{\bar{u}_{12m}}{U_{oN}}$	ΔU_a [V]	$\frac{\Delta U_a}{U_a}$	δU_a [V]	$\frac{\delta U_a}{U_a}$	$\frac{P_a}{P_B}$
1,625	0,5000	1,28	25,0	1,042	4,28	0,255	4,60	0,1716	0,44	0,0224	0,408
1,4	0,4308	1,11	25,3	1,054	4,22	0,251	4,60	0,1716	0,44	0,0164	0,354
1,2	0,3692	0,95	25,6	1,066	4,20	0,250	4,40	0,1642	0,44	0,0164	0,303
1,0	0,3077	0,785	25,8	1,075	4,15	0,247	4,00	0,1493	0,44	0,0164	0,250
0,8	0,2462	0,628	25,9	1,079	4,12	0,245	3,60	0,1343	0,44	0,0164	0,200
0,6	0,1846	0,460	26,0	1,085	4,11	0,245	2,90	0,1082	0,46	0,0172	0,147
0,4	0,1231	0,285	26,15	1,090	4,10	0,244	2,20	0,0821	0,50	0,0187	0,091
0,2	0,0615	0,110	26,3	1,096	4,09	0,243	1,30	0,0485	0,60	0,0224	0,035

2. Meßreihe

$R_D = 0{,}0082\ R_{iN}$
$R_2 = 0{,}4218\ R_{iN}$
$U_a = 26{,}3$ V
$R_{BP}^{+} = 11{,}7\ \Omega$ (gemessen)

$U_o = 0{,}9231\ U_{oN}$
$R_i = 0{,}773\ \Omega$ (gemessen durch Strom-Spannungs-Messung)

a [Skt.]	a [-]	I_a [A]	I_o [mV]	$\frac{I_o}{I_B}$	$\bar{u}_{12m}$ [V]	$\frac{\bar{u}_{12m}}{U_{oN}}$	ΔU_a [V]	$\frac{\Delta U_a}{U_a}$	δU_a [V]	$\frac{\delta U_a}{U_a}$	$\frac{P_a}{P_B}$
3,0	0,9231	1,98	20,9	0,871	8,85	0,527	1,56	0,0593	0,70	0,0266	0,620
2,8	0,8615	1,85	21,1	0,879	8,80	0,524	2,20	0,0837	0,60	0,0228	0,579
2,6	0,8000	1,73	21,2	0,883	8,80	0,524	2,80	0,1065	0,60	0,0228	0,542
2,4	0,7385	1,62	21,3	0,8875	8,76	0,521	3,20	0,1217	0,50	0,0190	0,507
2,2	0,6769	1,48	21,35	0,890	8,72	0,519	3,60	0,1369	0,50	0,0190	0,463
2,0	0,6154	1,37	21,4	0,892	8,70	0,518	3,80	0,1445	0,44	0,0167	0,429
1,8	0,5538	1,23	21,5	0,896	8,64	0,514	3,96	0,1506	0,44	0,0167	0,385
1,6	0,4923	1,09	21,6	0,900	8,61	0,513	4,00	0,1521	0,44	0,0167	0,341
1,4	0,4308	0,958	21,6	0,900	8,60	0,512	3,96	0,1506	0,44	0,0167	0,300
1,2	0,3692	0,822	21,7	0,904	8,60	0,512	3,84	0,1460	0,44	0,0167	0,257
1,0	0,3077	0,685	21,75	0,906	8,59	0,512	3,60	0,1369	0,44	0,0167	0,214
0,8	0,2462	0,545	21,8	0,908	8,56	0,510	3,20	0,1217	0,44	0,0167	0,171
0,6	0,1846	0,400	21,85	0,910	8,52	0,507	2,70	0,1027	0,44	0,0167	0,125
0,4	0,1231	0,255	21,85	0,910	8,51	0,507	2,00	0,0761	0,50	0,0190	0,080
0,2	0,0615	0,110	21,9	0,913	8,51	0,507	1,24	0,0472	0,60	0,0228	0,034

$U_o = 0{,}75\ U_{oN}$

$R_i = 0{,}614\ \Omega$ (gemessen durch Strom-Spannungs-Messung)

a [Skt.]	a [-]	I_a [A]	I_o [mV]	$\frac{I_o}{I_B}$	$\bar{u}_{12m}$ [V]	$\frac{\bar{u}_{12m}}{U_{oN}}$	ΔU_a [V]	$\frac{\Delta U_a}{U_a}$	δU_a [V]	$\frac{\delta U_a}{U_a}$	$\frac{P_a}{P_B}$
2,44	0,7508	1,63	20,9	0,871	7,25	0,432	2,90	0,1103	0,44	0,0167	0,510
2,2	0,6769	1,46	21,1	0,879	7,21	0,429	3,56	0,1354	0,44	0,0167	0,457
2,0	0,6154	1,34	21,2	0,883	7,21	0,429	3,76	0,1430	0,44	0,0167	0,420
1,8	0,5538	1,21	21,3	0,8875	7,21	0,429	3,90	0,1483	0,44	0,0167	0,379
1,6	0,4923	1,08	21,4	0,892	7,18	0,427	3,96	0,1508	0,44	0,0167	0,338
1,4	0,4308	0,950	21,5	0,896	7,12	0,424	3,90	0,1483	0,44	0,0167	0,297
1,2	0,3692	0,811	21,6	0,900	7,12	0,424	3,80	0,1445	0,44	0,0167	0,254
1,0	0,3077	0,680	21,7	0,904	7,09	0,422	3,50	0,1331	0,44	0,0167	0,213
0,8	0,2462	0,538	21,75	0,906	7,06	0,420	3,16	0,1202	0,44	0,0167	0,168
0,6	0,1846	0,395	21,8	0,908	7,02	0,418	2,64	0,1004	0,44	0,0167	0,124
0,4	0,1231	0,250	21,85	0,910	7,00	0,417	2,00	0,0761	0,44	0,0167	0,078
0,2	0,0615	0,102	21,9	0,9125	7,00	0,417	1,40	0,0532	0,60	0,0228	0,032

$U_o = 0{,}5\ U_{oN}$

$R_i = 0{,}402\ \Omega$ (gemessen durch Strom-Spannungs-Messung)

a [Skt.]	a [-]	I_a [A]	I_o [mV]	$\frac{I_o}{I_B}$	$\bar{u}_{12m}$ [V]	$\frac{\bar{u}_{12m}}{U_{oN}}$	ΔU_a [V]	$\frac{\Delta U_a}{U_a}$	δU_a [V]	$\frac{\delta U_a}{U_a}$	$\frac{P_a}{P_B}$
1,625	0,5000	1,06	20,9	0,871	4,90	0,292	3,80	0,1445	0,44	0,0167	0,332
1,4	0,4308	0,915	21,25	0,885	4,89	0,291	3,84	0,1460	0,44	0,0167	0,286
1,2	0,3692	0,790	21,35	0,890	4,84	0,288	3,70	0,1407	0,44	0,0167	0,247
1,0	0,3077	0,660	21,5	0,896	4,80	0,286	3,40	0,1293	0,44	0,0167	0,207
0,8	0,2462	0,525	21,6	0,900	4,80	0,286	3,10	0,1179	0,44	0,0167	0,164
0,6	0,1846	0,390	21,7	0,904	4,78	0,285	2,60	0,0989	0,46	0,0175	0,122
0,4	0,1231	0,240	21,85	0,910	4,75	0,283	1,96	0,0745	0,50	0,0190	0,075
0,2	0,0615	0,098	21,9	0,9125	4,75	0,283	1,20	0,0456	0,60	0,0228	0,031

9. Zusammenstellung der verwendeten Formelzeichen

a,b	Steuerparameter
B	magnetische Induktion
C	Kapazität des Glättungskondensators
f	Wandlerfrequenz
G_{Fe}	Gewicht des Transformatorkerns
i	Augenblickswert eines Stromes
$\overline{i}$	Mittelwert eines Stromes
$\lvert\overline{i}\rvert$	Gleichrichtwert eines Stromes
I	Gleichstrom (Mittelwert)
	Wechselstrom (Effektivwert)
$\hat{i}$	Scheitelwert eines Stromes
$\hat{i}_+$	positiver Scheitelwert eines Stromes
$\hat{i}_-$	negativer Scheitelwert eines Stromes
Δi	Schwankungsbreite eines Stromes
I_c	Kollektorstrom
L	Induktivität der Eingangsdrossel
n	Windungszahl
P	Leistung
P_b	Bauleistung
P_{Sch}	Schaltleistung
P_{VH}	Hystereseverluste des Transformators
P_{VL}	Leitverluste des Transistors
P_{VU}	Umschaltverluste des Transistors
P_{VW}	Wirbelstromverluste des Transformators
Q	Ladung
q_{Fe}	Eisenquerschnitt des Transformatorkerns
R	Widerstand
R_i	Generatorinnenwiderstand
R_{iW}	Verlustwiderstand des Wandlers
R_{is}	sekundärseitiger Innenwiderstand des Wandlers
R_{pr}	Widerstand einer Primärwicklungshälfte des Transformators
R_{sek}	Widerstand der Sekundärwicklung des Transformators
R_{zus}	Zusatzwiderstand
R_1, R_2	Ersatzwiderstände des Transformators
t	Zeit
t_A	Ausschaltzeit

t_E	Einschaltzeit
T	Periodendauer des Wandlers
T_C	Periodendauer des Kondensatorstromes
T_L	Periodendauer der Drosselspannung
u	Augenblickswert einer Spannung
$\bar{u}$	Mittelwert einer Spannung
$\lvert\bar{u}\rvert$	Gleichrichtwert einer Spannung
U	Gleichspannung (Mittelwert)
	Wechselspannung (Effektivwert)
$\hat{u}$	Scheitelwert einer Spannung
U_{ce}	Kollektor-Emitter-Spannung
$[U_{ce}]_{sat}$	Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung
u_{12}	Spannung zwischen den Klemmen 1 und 2
u_{12m}	Gemessene Spannung zwischen den Klemmen 1 und 2
U_s	Schleusenspannung
u_{Sp}	Sperrspannung
Δu	Schwankungsbreite einer Spannung
δU_a	Spannungssprung der Ausgangsspannung infolge des Trägerstaueffektes
ü	Übersetzungsverhältnis
ε, σ_W	Materialkonstanten magnetischer Werkstoffe
Ψ	magnetischer Fluß

Indices

a	Ausgang
B	Bezug
BP	Bypass
C	Kondensator
D	Dioden
diff	differentiell
e	Eingang
Fe	Eisen
g	Gleichrichter
L	Drossel
max	maximal
min	minimal
N	Nenn-
pr	primär
sek	sekundär

T	Transformator
Th	Thyristor
Tr	Transistor
w	Wicklung
o	Generator

10. Literaturverzeichnis

[1] K.J. Euler — Neue Wege zur Stromerzeugung
Akademische Verlagsgesellschaft
Frankfurt a.M. 1963

[2] W. Kluge — Physik und Technik thermionischer Energiewandler
VDI-Z 107, Bd. 5 (1965)

[3] M.A. Kettani — Direct power conversion
Addison-Wesley Publishing
Company 1970

[4] R. Langpape — Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten des thermionischen Generators
BBC-Nachrichten, Bd. 46 (1964)
H. 9, S.440-445

[5] R. Pruschek — Thermionikreaktoren für die Energieversorgung von Raumfluggeräten
Atomkernenergie, Bd. 10 (1965)
H. 9/10, S.327-332

[6] R. Langpape — Das Thermionik-Element und seine Bedeutung für die Raumfahrt
Atomwirtschaft, Bd. 9 (1964)
H. 3, S.121-125

[7] P. Rouklove — Thermionic converters and generators for space application
Inernational Conference on Thermionic Electrical Power Generation, London 1965
IEE-Paper, London 1965

[8] G. Gammel, E. Uhing — Ein isotopenbeheizter thermionischer Generator
BBC-Nachrichten, Bd. 51 (1969)
H. 11, S.621-625

[9] M. Clemot, B. Devin — Deep sea applications for thermionic reactors
3rd International Conference on Thermionic Electrical Power Generation, Jülich 1972

[10] W.E.F. Rasch — Applications for incore-thermionic reactors
3rd International Conference on Thermionic Electrical Power Generation, Jülich 1972

[11] H. Holick, A. Jester u.a. — Entwicklung der thermionischen Brennstäbe für den Incore- Thermionik-Reaktor (ITR)
BBC-Nachrichten, Bd. 51 (1969)
H. 11, S.626-632

[12] Boehringer, Gutberlet, Kolbe — Entwicklungs- und Einsatz-Analyse für den Raumfahrt-Incore-Thermionik-Reaktor
Studie der Firma Dornier
(EV 33-300/70)

[13] R. Langpape — Ausfallursachen von thermionischen Wandlern
Bericht Nr. ZFL-26/70 des Zentralen Forschungslabors der Firma BBC, Heidelberg 1970

[14] M. Krause, P. Wernitz
H. Schatteiner
Vorstudie über geregelte Gleichspannungswandler hoher Leistung (ca. 5 - 20 kW) zum Anschluß an Energiequellen niedriger Spannung in Raumfahrzeugen
Forschungsbericht RV1-624/38/67 der Firma Standard Elektrik Lorenz 1969

[15] M.H. Babaa, E.T. Moore u.a.
Dc to dc converter using inductive-energy storage for voltage transformation and regulation
IEEE Transactions on Magnetics Vol. Mag-2, No. 1, 1966

[16] R. Donner
Nondissipative dc to dc regulator-converter study
First quarterly report 1964
Goddard Space Flight Center
Greenbelt, Maryland

[17] W. Deleroi
Freischwingender einphasiger Resonanzwechselrichter
ETZ-A Jg. 88 (1967) H. 11

[18] J. T. Lingle
Low input voltage dc to dc converter
Goddard Space Flight Center
Greenbelt, Maryland 1964

[19] T. LaVigna
Design of a main-bus switching regulator with low rf interference for the radio astronomy explorer satellite
Supplement to IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems
Vol. AES-2, No. 6, 1966

[20] M. Depenbrock — Fremdgeführte Zwischenkreisumrichter zur Speisung von Stromrichtermotoren mit sinusförmigen Anlaufströmen ETZ-A Jg. 87 (1966) H. 26

[21] RCA — Power Transistors Technical Series PM-81, 1971

[22] Frako GmbH — Elektrolytkondensatoren, Starkstromkondensatoren, Stromrichtergeräte Firmenprospekt, Ausgabe 1974

[23] Motorola Inc. — The Semiconductor Data Book Fourth Edition

[24] General Electric — Transistor Manual Seventh Edition

[25] Zeissler — Handbuch 1972/73

[26] E. Gelder, W. Hirschmann — Schaltungen mit Halbleiterbauelementen Band 1: Grundlagen und Beispiele aus der NF-Technik Siemens Aktiengesellschaft

[27] R. Kühn — Der Kleintransformator C.F. Winter'sche Verlagshandlung, Prien 1965

Lebenslauf

Name	Emanuel Uhing	
Geburtstag und -ort	5. August 1941 in Waldenburg (Schlesien)	
Eltern	Emanuel Uhing, Richter, und Ehefrau Herta, geb. Lorenz	
Schulbildung	1947 - 1952	Volksschule Borgholzhausen Kreis Gütersloh
	1952 - 1956	Progymnasium Werther b. Bielefeld
	1956 - 1958	Ratsgymnasium Bielefeld
	1958 - 1961	Helmholtzgymnasium Bielefeld
	1961	Abitur
Praktische Tätigkeit	1961	Ruhrstahl AG, Brackwede Tweer GmbH, Gießerei Brackwede
	1964	Hanning & Kahl, elektrotechnische Fabrik Bielefeld
	1965	Kraftwerk des Erzbergwerkes Rudarsko-topionicarski bazen Bor, Jugoslawien
Hochschulausbildung	1961 - 1967	Studium an der Technischen Hochschule Braunschweig Fachrichtung Elektrotechnik
	1967	Diplomhauptprüfung
Berufliche Tätigkeit	1967	Projektierungsingenieur bei der Firma Brown, Boveri & Cie AG, Mannheim

1968	Laborleiter im Zentralen Forschungslabor der Firma Brown, Boveri & Cie AG, Heidelberg
1969	Wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Erzeugung und Anwendung elektrischer Energie der Ruhr-Universität Bochum

Bamberger Fotodruck
GmbH & Co. KG.
Schadel & Wehle
86 Bamberg · Hohe-Kreuz-Str. 9b · Telefon: 0951/21617